

Ein dynamisches Fehlermodell für die Satellitenortung in einem integrierten INS/GNSS-Navigationssystem

von der gemeinsamen Fakultät
für Maschinenbau und Elektrotechnik
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina
zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte

Dissertation

von Dipl.-Ing. Christian Discher
aus Northeim

eingereicht am	:	09.01.2003
mündliche Prüfung am	:	17.06.2003
Referenten	:	Prof. Dr.-Ing. G. Schänzer Prof. Dr.-Ing. G. Hein
Vorsitzender	:	Prof. Dr.-Ing. R. Tutsch

2003

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent am Institut für Flugführung der Technischen Universität Braunschweig. Sie setzt sich primär mit der Frage auseinander, wie sich die Messgenauigkeit moderner satellitenbasierter Ortungssensoren in dynamisch stark angeregten Fahrzeugen verbessern lässt. Werden mit heutigen GNSS-Empfängern (GNSS – Global Navigation Satellite System) bei statischen Messungen bereits Positionsgenauigkeiten im Millimeterbereich erreicht, so ist dies für dynamisch bewegte Objekte, wie beispielsweise Flugzeuge, noch nicht gegeben. Die Frage, wie in diesem Bereich eine Verbesserung erreicht werden kann, hat mich während meiner gesamten Zeit am Institut begleitet und gab schließlich auch den Anstoß zu dieser Arbeit.

Mein Dank gilt dem Leiter des Instituts, Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Schänzer, für die Betreuung dieser Arbeit. Die regelmäßigen Diskussionen haben stets meinen Blick auf das Wesentliche gelenkt. Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Hein und Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Tutsch möchte ich für die Übernahme des Koreferats bzw. des Prüfungsvorsitzes danken.

Letztlich tragen zum Gelingen einer solchen Arbeit immer viele Personen bei. Aus diesem Grund möchte ich mich ganz herzlich für die Unterstützung und Diskussionsbereitschaft all meiner Kollegen hier am Institut für Flugführung bedanken. Ihre stete Hilfsbereitschaft hat dazu beigetragen, dass ich die Arbeit in der vorliegenden Form anfertigen konnte. Mein besonderer Dank gilt Herrn Dr.-Ing. Martin Weiser, der mir bei meinen ersten Gehversuchen auf diesem interessanten Gebiet freundschaftlich zur Seite stand. Darüber hinaus möchte ich Herrn Dipl.-Ing. Jan Troelsen für die engagierte Unterstützung im Umgang mit dem integrierten System, sowie seine stete kritische Diskussionsbereitschaft danken, die wesentlich zum Gelingen der Arbeit beigetragen hat. Schließlich möchte ich noch der Flugversuchsabteilung in Person der Herren Dipl.-Ing. Rolf Hankers, Dipl.-Ing. Thomas Feuerle und Dr.-Ing. Gerko Wende danken, die auch ausgefallene Wünsche bezüglich des Einbaus von Geräten in das Flugzeug sowie der Durchführung von Flugmanövern zur Validierung meiner Untersuchungen realisiert haben.

Bei meinen Eltern möchte ich mich ganz besonders bedanken. Sie haben mir diesen Weg ermöglicht und mir stets zur Seite gestanden. Bei ihnen fand ich den nötigen Rückhalt, diesen Weg konsequent zu beschreiten.

Braunschweig, im Juni 2003

Übersicht

In den letzten Jahren sind die Genauigkeitsanforderungen an Satellitenortungssensoren ständig gestiegen. Heute werden mit Hilfe trägerphasenauswertungsbasierter Differentialmethoden statische Positionsgenauigkeiten im Sub-Zentimeterbereich erreicht. Werden vergleichbare (oder bessere) Leistungen jedoch für dynamisch bewegte Fahrzeuge gefordert, sind die erwähnten Methoden nicht ausreichend. Hierfür ist zusätzlich eine Berücksichtigung des dynamischen Fehlerverhaltens des Satellitenortungssensors erforderlich.

Um eine Aussage über die Dynamik eines Fahrzeuges zu bekommen, bieten sich inertielle Sensorsysteme - bestehend aus Beschleunigungsmessern und Drehratensensoren - an. Da Inertialsensorik und Satellitenortung komplementäre Eigenschaften besitzen und sich bei geeigneter Kopplung ideal ergänzen, werden sie bereits seit einiger Zeit gemeinsam in integrierten Navigationssystemen eingesetzt. Ausgehend von einem solchen System wird im Rahmen dieser Arbeit mit Hilfe der durch die Inertialsensorik bestimmten Fahrzeugdynamik das oben erwähnte Fehlermodell für den Satellitenortungssensor abgeleitet. Dies stellt insofern eine Erweiterung des Ansatzes integrierter Navigationssysteme dar, als die heute üblichen Implementationen in der Regel nur eine Fehlermodellierung für die Inertialsensoren vorsehen.

Die dieser Arbeit zugrunde liegende Hypothese, dass in einem integrierten Navigationssystem die zusätzliche dynamische Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors zu einer verbesserten Gesamtleistung führt, wird im Rahmen dieser Arbeit analytisch, in Simulationen und schließlich im Experiment nachgewiesen.

Abstract

In the last years, the accuracy of GNSS receivers has permanently increased. The static positioning accuracy of today's carrierphase-based differential methods are better than one centimetre. To achieve similar results for high dynamic motion vehicles, these methods are not sufficient. In addition to the differential technique, the dynamic behaviour of the GNSS-sensor itself has to be taken into account.

To measure the dynamic of a vehicle, the state of the art is to use inertial sensors. The complementary characteristics of satellite-based- and inertial navigation systems are still used in today's integrated systems. In these systems the precise position information of the GNSS receiver is used to obtain an error-model for the inertial sensor, which provides positioning-results with a high data rate. This approach assumes, that there are no errors in the GNSS solution. Considering the high demands in accuracy, this is an inadequate assumption in a dynamic environment. For this reason, an error-model for the GNSS receiver has to be derived as well.

This paper will present the basic idea of such an error-model. It will be shown analytically, by simulations and by flight-trial-results, that the position accuracy of an integrated navigation system will be improved by considering the dynamic behaviour of the GNSS receiver.

Inhalt

1	<u>EINLEITUNG</u>	1
1.1	PROBLEMSTELLUNG	1
1.2	STAND DER WISSENSCHAFT	3
1.3	ZIEL DER ARBEIT UND ARBEITSKONZEPT	7
2	<u>DER SATELLITENORTUNGSSENSOR ALS TEIL EINES INTEGRIERTEN NAVIGATIONSSYSTEMS</u>	10
2.1	INTEGRIERTES SYSTEM AUF POSITIONS- UND RANGEBASIS	10
2.2	INTEGRIERTES SYSTEM AUF DER BASIS VON DOPPELDIFFERENZEN	11
2.2.1	DAS MESSPRINZIP DES SATELLITENORTUNGSSENSORS	11
2.2.2	SYSTEMBESCHREIBUNG	14
2.2.3	FEHLERANALYSE DER BEOBACHTUNGSGLEICHUNGEN	22
3	<u>FEHLERMODELLIERUNG DES SATELLITENORTUNGSSENSORS</u>	28
3.1	MODELLIERUNG DER PHASENREGELKREISE	28
3.1.1	DAS SIMULATIONSMODELL	29
3.1.2	DIE SIGNALSTRUKTUR	30
3.1.3	DER KORRELATIONSPROZESS	33
3.1.4	DIE VERSTÄRKUNGSFAKTOREN VON DLL UND COSTAS LOOP	39
3.1.5	DIE REGLER VON DLL UND COSTAS LOOP	41
3.1.6	DIE OSZILLATOREN IM SIMULATIONSMODELL	43
3.1.7	DAS ANREGUNGSPROFIL	44
3.2	SIMULATIONSERGEBNISSE	46
3.3	DIE VALIDIERUNG DES SIMULATIONSMODELLS	50
4	<u>UMSETZUNG DES FEHLERMODELLS UND PRAKTISCHE MESSUNGEN</u>	53
4.1	IMPLEMENTIERUNG DES FEHLERMODELLS IN DAS INTEGRIERTE INS/GNSS-NAVIGATIONSSYSTEM	53
4.2	VORSTEUERUNG VERSUS FEHLERZUSTANDSRAUMSCHÄTZUNG	61
4.3	FLUGVERSUCHE	64
4.3.1	SYSTEMAUFBAU	64
4.3.2	MISSIONSPROFIL	66
4.3.3	ERGEBNISSE DES FLUGVERSUCHS	67
5	<u>ZUSAMMENFASSUNG</u>	72
5.1	ERREICHTE ZIELE	72
5.2	AUSBLICK	74
6	<u>LITERATUR</u>	76
7	<u>ANHANG</u>	78
7.A	THEORIE DES LINEAREN PLL	78

<u>8</u>	<u>ABKÜRZUNGEN</u>	<u>81</u>
-----------------	---------------------------	------------------

<u>9</u>	<u>ABBILDUNGSVERZEICHNIS</u>	<u>82</u>
-----------------	-------------------------------------	------------------

1 Einleitung

1.1 Problemstellung

Seitdem Satellitenortungssysteme ihre operationelle Einsatzbereitschaft erreicht haben¹, ist es mit vergleichsweise kostengünstigen Satellitenortungsempfängern möglich, weltweit ohne eine spezielle Infrastruktur die Ortungsaufgabe mit einer Genauigkeit besser 100m zu lösen. Mit dem Verzicht der Systembetreiber (dem US Department of Defense - DOD) auf die künstliche Verschlechterung SA (Selective Availability) im Jahr 2000 hat sich dieser Wert sogar noch deutlich verbessert. Für ein weites Anwendungsfeld ist diese Genauigkeit mehr als ausreichend. Es erstreckt sich von reinen Freizeitwendungen (Wandern, Radfahren, Segeln, usw.) über den semiprofessionellen Einsatz in der allgemeinen Luftfahrt bis zum operationellen Einsatz in der kommerziellen Seefahrt, im Landverkehr und für verschiedene Logistikanwendungen. Dabei ist diese Aufzählung bei weitem nicht vollständig, sondern soll nur grob die möglichen Einsatzbereiche umreißen.

Parallel dazu haben sich aber auch Bereiche entwickelt, in denen deutlich höhere Anforderungen an die Genauigkeit gestellt werden. Um diese zu erreichen, wurden verschiedene Differential-Verfahren entwickelt, bei denen Informationen eines ortsfesten Satellitenortungssensors zur Korrektur des mobilen Systems verwendet werden. Damit setzten diese Verfahren eine zusätzliche lokale Infrastruktur voraus. Einer dieser Bereiche erhöhter Genauigkeitsanforderungen ist die Präzisionsortung. Schien es zunächst so, dass die höchsten Anforderungen in diesem Bereich aus der Verkehrsfliegerei stammen (Genauigkeitsanforderungen für Präzisionsanflüge nach CAT IIIc liegen im Sub-Meterbereich), so haben sich mehr und mehr Anwendungsfälle herausgestellt, die eine deutlich höhere Genauigkeit der Satellitenortung erfordern. Stellvertretend seien hier nur zwei genannt: Fahrerassistenzsysteme im Automobil und die Luftgravimetrie.

Im ersten Fall hat die Entwicklung immer kostengünstigerer Satellitenortungssensoren dazu geführt, dass sie heute (zumindest ab der gehobenen Mittelklasse) nahezu zur Standardausstattung in Fahrzeugen gehören. Parallel dazu ist ihre Leistungsfähigkeit immer weiter angewachsen. Als logische Konsequenz daraus wird in der Automobilindustrie dazu übergegangen, dieses Potenzial auch für Aufgaben, die über den üblichen Einsatz in Navigationssystemen hinausgehen, zu nutzen. Ein typisches Beispiel hierfür ist die Entwicklung von Fahrerassistenzsystemen. Neben heute schon serienmäßigen Systemen wie ABS und ESP sei hier für die Anwendung der Satellitenortung exemplarisch ein Überhol- und Spurwechselassistent genannt. Bei einem solchen System wären die Fahrzeuge neben dem Ortungssensor und der digitalen Karte noch mit einem Transponder ausgestattet. In einem selbstorganisierenden Funknetzwerk könnte das System damit ein genaues Abbild der Verkehrssituation im näheren Umfeld erstellen und Empfehlungen zur sicheren Durchführung eines Überholvorgangs oder eines Spurwechsels geben. Gerade das Beispiel des Spurwechsels zeigt auf, wie exakt die Ortungsinformation des Fahrzeugs dabei sein muss. Soll die Fahrspur sicher erkannt werden, ergibt sich daraus die Forderung einer Ortungsgenauigkeit von besser als zehn Zentimetern. Sicherlich wird sich ein solches Szenario nur durch das Zusammenwirken

¹ Zumindest gilt dies für das amerikanische GPS-System, dessen IOC (Initial Operational Capability) im Dezember 1993 und dessen FOC (Full Operational Capability) im April 1995 erklärt wurde.

mehrer Sensoren und Systeme im Fahrzeug realisieren lassen, aber der Satellitenortung kommt dabei eine Schlüsselrolle zu. Auf das Thema der Sensorfusion und der Sensorintegration wird später noch ausführlicher eingegangen.

Während die Genauigkeitsanforderungen an den Satellitenortungssensor im eben skizzierten Fall mit heutigen Systemen bereits zu erfüllen sind¹, stoßen die Forderungen aus dem Bereich der Luftgravimetrie in Bereiche vor, die die zur Zeit erreichbaren Genauigkeiten bei weitem übertreffen. Den Hintergrund dieses Szenarios stellt der Wunsch dar, zu Explorationszwecken vom Flugzeug aus den Erdschwerevektor möglichst exakt zu vermessen. Um den Bogen von der beschriebenen Aufgabe der Gravimetrie hin zur Notwendigkeit eines hochgenauen Ortungsverfahrens zu schlagen, sei im folgenden ein kurzer Abschnitt aus [1] zitiert: *„Im Gegensatz zur stationären Gravimetrie sind die im Flugzeug gemessenen Beschleunigungen sowohl von der Erdschwerevariation als auch von der um mehrere Größenordnungen höheren kinematischen Beschleunigungsreaktion überlagert. Die kinematische Beschleunigungsreaktion ergibt sich vorwiegend aus unerwünschten Flugmanövern sowie aus Reaktionen des Flugzeugzeugs auf Luftturbulenzen her. Mit anderen Worten, der Gravimetriesensor mißt die Summe aller auf ihm wirkenden Kräfte. Das Hauptproblem der Fluggravimetrie liegt in der zuverlässigen Trennung der Erdschwereinformation von den überlagerten kinematischen Beschleunigungen des Flugzeugs. Diese Aufgabe setzt also das Vorhandensein von geeigneten Ortungssensoren zur Erfassung von Position und Flughöhe voraus.“* Dabei sind die beiden wesentlichen Anforderungen aus der Gravimetrie die erreichbare Auflösung der Wellenlänge und der Amplitude der Erdschwereanomalie. Verbesserungen in beiden Bereichen sind direkt abhängig von einer Erhöhung der Ortungsgenauigkeit. In der oben zitierten Arbeit, die im Rahmen des Sonderforschungsbereichs 420 „Flugmesstechnik“ am Institut für Flugführung entstanden ist, konnten mit dem dort entwickelten Fluggravimeter Erdschwereanomalien mit Wellenlängen von 5-6km bei einer Standardabweichung von 1mGal im Flugversuch reproduzierbar nachgewiesen werden. Für eine wirtschaftliche Exploration auch kleinräumiger Bodenschatzvorkommen wird allgemein die Forderung nach einer Auflösung der Wellenlänge von 1km gestellt. Wird daraus auf die notwendige Ortungsgenauigkeit des Satellitensensors zurückgerechnet, so ergeben sich Werte im Sub-Zentimeterbereich, während sie für die Auflösung sogar im Sub-Millimeterbereich liegen müssen.

Die beiden dargestellten Beispiele zeigen auf, in welchen Bereichen sich die Anforderungen an die Satellitenortung zur Zeit bewegen. Dass neben der reinen Ortungsgenauigkeit eine Vielzahl weiterer Anforderungen an ein solches System zu stellen sind (z.B. harte Kostenlimits für die Serienfertigung im Automobilbau, limitierende Vorgaben für Bauraum und Gewicht, Zulassungsfragen, usw.), sei an dieser Stelle nur angerissen, ohne im folgenden näher darauf einzugehen.

Ein wesentlicher Themenbereich, der in diesem Zusammenhang jedoch genannt werden muss, betrifft die Frage nach der Zuverlässigkeit und der Verfügbarkeit der Satellitenortung. Bisher wurden nur die Anforderungen bezüglich der Ortungsgenauigkeit diskutiert. Dass aber

¹ Dies gilt zumindest für die reine Ortungsgenauigkeit besser zehn Zentimeter bei schwacher dynamischer Anregung. Das Thema der Integrität und Verfügbarkeit, das wesentliche Bedeutung bei der Realisierung eines entsprechenden Systems hätte, wurde hier noch gar nicht angeschnitten und wird später noch diskutiert.

gerade diese beiden Faktoren von entscheidender Bedeutung für die Einsatzfähigkeit satellitenortungsbasierter Systeme sind, hat die Entwicklung der letzten Jahre gezeigt. Gerade im Hinblick auf sicherheitskritische Anwendungen ist zur Zeit nicht absehbar, dass durch Satellitenortung als alleiniges System die hohen Sicherheitsanforderungen beispielsweise der Luftfahrt erfüllt werden können. Aber auch im Bereich der Automobilindustrie werden spätestens dann ähnliche Anforderungen gestellt werden, wenn, wie zuvor skizziert, ein entsprechendes System aktiv in Antrieb und Lenkung eingreift. Somit stellen Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit die wesentlichen Bewertungskriterien dar, die neben der reinen Ortungsgenauigkeit über den Einsatz der Satellitenortung in sicherheitskritischen Anwendungen entscheiden werden.

In der Geodäsie werden heute Verfahren der Satellitenortung eingesetzt, die mit Hilfe der Differentialtechnik und unter Ausnutzung der Information der Trägerphase Ortungsgenauigkeiten im Millimeterbereich erlauben. So ist es bereits möglich, die Größe der Kontinentaldrift mit Hilfe der Satellitenortung zu bestimmen. Dies legt den Schluss nahe, dass die zuvor definierten Anforderungen bereits erfüllt sind. Es besteht jedoch ein wesentlicher Unterschied zwischen all den Systemen aus dem oben beschriebenen Anwendungsbereich und der Geodäsie: während es sich bei den geodätischen Verfahren (zumindest bei denen mit der beschriebenen Genauigkeit) um stationäre und länger andauernde Messungen handelt, werden alle oben beschriebenen Systeme in zum Teil hochdynamischem Umfeld eingesetzt. Hinzu kommt häufig die Forderung nach einem echtzeitfähigen System, da die Ortungsinformation zu Steuerungs- und Regelungszwecken verwendet wird.

Bei der Satellitenortung handelt es sich um ein Verfahren, das auf einer Laufzeitmessung elektromagnetischer Signale zwischen den Satelliten und dem Empfänger beruht. Es werden binär codierte Signale begrenzter Bandbreite verwendet, die auf einen Träger mit einer Frequenz im L-Band aufmoduliert werden. Die Akquisition und Rekonstruktion von Code- und Trägersignal geschieht im Empfänger mit Hilfe von Phasenregelkreisen. Ihre Aufgabe liegt in einer exakten Synchronisation des intern generierten und des empfangenen Signals in Frequenz und Phase. Aus dieser Anordnung wird bereits ersichtlich, welchen eminenten Einfluss die dynamische Anregung des Trägerfahrzeugs, und damit des gesamten Satellitenempfängers, auf den Messprozess des Sensors hat. Waren die daraus resultierenden Fehlmessungen in bisherigen Systemen noch tolerierbar, so verlangen die zuvor beschriebenen hohen Anforderungen zukünftiger Anwendungen eine systematische Fehleranalyse der gesamten Messkette von der Signalerzeugung, über die Signalausbreitung, den Empfang, die Signalverarbeitung bis hin zur Navigationsrechnung. Dabei spielt die dynamische Anregung des Trägerfahrzeugs für die Teilbereiche Signalempfang und Signalverarbeitung eine wesentliche Rolle. Gelingt es, diese Effekte hinreichend genau zu beschreiben und bei der Lösung der Ortungsaufgabe zu berücksichtigen, so ist ein weiterer Schritt auf dem Weg zu den geforderten hohen Genauigkeiten getan. Dass die für die Modellierung notwendigen zusätzlichen Maßnahmen (Kopplung mit zusätzlichen Sensoren) auch für eine wirksame Verbesserung im Bereich der Integrität und Verfügbarkeit genutzt werden können, wirkt sich entsprechend positiv auf die Einsetzbarkeit des Gesamtsystems aus.

1.2 Stand der Wissenschaft

Bevor im nächsten Abschnitt auf das Ziel dieser Arbeit eingegangen wird, soll zunächst der aktuelle Stand der Wissenschaft bezüglich der zuvor umrissenen Problemstellung kurz dar-

gestellt werden. Mit den steigenden Genauigkeitsanforderungen an die Satellitenortung wurden verschiedene Verfahren entwickelt, um die ursprünglich geplanten Leistungen des Systems zu verbessern. Zum einen Teil handelt es sich dabei um Verfahren, die die Satellitenortung selbst betreffen, zum anderen Teil um die Kopplung mit zusätzlichen Sensoren. Nach einem kurzen Überblick über das grundlegende Messprinzip der Satellitenortung sollen im folgenden einige dieser Verfahren aufgezeigt werden.

Grundsätzlich basiert die Satellitenortung auf unidirektionalen Laufzeitmessungen elektromagnetischer Signale von den Satelliten zum Empfänger. Mit Hilfe der Lichtgeschwindigkeit kann aus dieser Laufzeit die Entfernung zwischen dem jeweiligen Satelliten und dem Nutzer bestimmt werden. Liegen drei solcher zum selben Zeitpunkt gültigen Messungen vor, kann bei bekannten Satellitenpositionen die dreidimensionale Position des Nutzers prinzipiell bestimmt werden. Da die Uhr des Nutzerempfängers jedoch nicht synchron zu den Satellitenuhren läuft, muss eine zusätzliche Schrägentfernung zu einem vierten Satelliten verwendet werden, um diesen Uhrenfehler zu bestimmen. Mit mindestens vier gemessenen Schrägentfernungen kann somit das Navigationsgleichungssystem mit den vier Unbekannten geographische Länge, Breite und Höhe sowie Uhrenfehler gelöst werden. Werden mehr Schrägentfernungen gemessen, wird das dann überbestimmte Gleichungssystem mit Hilfe eines Least-Square-Algorithmus, also über eine Minimierung der Fehlerquadrate, gelöst. Bei einer durchschnittlichen Entfernung der Satelliten von ca. 23.000 Kilometern und unter Berücksichtigung der Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen sind die zu messenden Laufzeiten sehr klein. Die Bestimmung dieser Laufzeit, und damit der Schrägentfernung, erfolgt durch Korrelation des empfangenen Satellitensignals mit einer im Empfänger generierten Replik dieses Signals und der Messung der Phasenlage des Satellitensignals gegenüber der des internen Signals. Bei dem Satellitensignal handelt es sich um ein Trägersignal im L-Band ($L_1 = 1575,42\text{MHz}$), auf das zwei verschiedene digitale Codes aufmoduliert sind. Zum einen handelt es sich dabei um den C/A-Code (Clear Acquisition Code) mit einer Bitrate von 1,023MHz, der zur oben erwähnten Korrelation und damit zur Schrägentfernungsmessung verwendet wird. Zum zweiten werden noch die Navigationsdaten mit einer Datenrate von 50 Bit/s aufmoduliert, die Informationen zu den Satellitenpositionen sowie zu verschiedenen Fehlermodellen beinhalten. Weitergehende Details zum Funktionsprinzip der Satellitenortung sowie zur GPS-Signalstruktur sind beispielsweise [21] zu entnehmen und werden, soweit sie zum Verständnis der im Rahmen dieser Arbeit behandelten Zusammenhänge notwendig sind, an entsprechender Stelle (Abschnitt 2.2.1) dargestellt.

Die Ortungsgenauigkeit, die mit einem solchen System erreicht werden kann, liegt bei ca. 10m^1 . Wie bereits dargestellt, reicht dies für viele Zwecke nicht aus. In der Folge wurden verschiedene Differentialverfahren entwickelt. Dabei befindet sich ein Referenzempfänger an einer festen, geodätisch vermessenen Position. Aus seiner gemessenen und der bekannten wahren Position können die systematischen Fehler bestimmt werden. Somit können für alle Satelliten, die an der Referenzstation empfangen werden, Rangkorrekturen errechnet und über eine Telemetriestrecke an den mobilen Empfänger übermittelt werden. Unter der An-

¹ Dies gilt zumindest seit der Abschaltung des SA-Effekts im Jahr 2000. Bei SA handelt es sich um eine künstliche Verschlechterung der Entfernungsmessung durch leichte Verstimmungen der Satellitenuhren untereinander. Der Allgemeinheit sollte so nur eine degradierte Ortungsgenauigkeit zur Verfügung gestellt werden. Autorisierten Nutzern (im wesentlichen dem US Militär) waren die Parameter des zugrundeliegenden Prozesses bekannt, so dass sie von diesem Effekt nicht betroffen waren.

nahme, dass die auftretenden Fehler in einem begrenzten geografischen Raum die gleiche Größe haben, können die gemessenen Schrägentfernungen am Nutzerempfänger korrigiert werden. Die Genauigkeit, die mit diesen Differentialverfahren erreicht werden kann, hängt stark von der Entfernung zwischen Referenzstation und Nutzer ab und verringert sich mit zunehmendem Abstand. Bei Entfernungen bis zu 100km liegt sie bei ca. 1m und ist damit um etwa eine Größenordnung besser als bei der nicht differentiellen Satellitenortung. Die wesentliche Verbesserung resultiert in diesem Zusammenhang aus der Tatsache, dass sich die betragsmäßig größten Fehler der Satellitenortung langsam über der Zeit ändern. Limitierend wirkt sich neben der angesprochenen Entfernungsabhängigkeit zwischen Nutzer und Referenz auch die durch die Übertragung bedingte Verzögerung der Korrekturdaten aus. So sollte das Alter dieser Daten nicht größer als fünf Sekunden sein, um in dem angesprochenen Genauigkeitsbereich um 1m zu bleiben. Durch die Nutzung dieser Differentialverfahren sind somit Positionsgenauigkeiten möglich, die weit über den ursprünglich für die zivile Nutzung vorgesehenen Genauigkeiten liegen¹. Dies zeigt sich unter anderem auch daran, dass mit einem solchen DGPS-Verfahren (DGPS – Differential GPS) am 11. Juli 1989 die erste satellitenortungsbasierte automatische Landung eines Flugzeugs im Rahmen eines DGON-Symposiums („Satellitenavigation in der Flugführung“) mit der Dornier 28 des Instituts für Flugführung in Braunschweig vorgeführt werden konnte (vgl. [31]). Wie bereits erwähnt, beschränken sich die in diesem Abschnitt dargestellten Betrachtungen ausschließlich auf die geforderten und erreichbaren Genauigkeiten. Die weiteren, mindestens ebenso wichtigen Aspekte Integrität und Verfügbarkeit sollen an dieser Stelle zunächst nicht weiter betrachtet werden. Es muss jedoch deutlich darauf hingewiesen werden, dass sie eine ganz wesentliche Rolle in Bezug auf die Möglichkeit zum operationellen Einsatz solcher Systeme spielen.

Der nächste deutliche Schritt auf dem Weg zu höheren Ortungsgenauigkeiten wurde mit der Einführung der Technik der Trägerphasenauswertung getan. Eine Möglichkeit, eine extrem präzise Schrägentfernungsmessung zu erhalten, liegt in der Auswertung der Phasenlage des Trägersignals. Die weiter oben beschriebenen Verfahren der Schrägentfernungsmessung basieren auf einer Messung der Phase des Code-Signals, das in Form einer digitalen Bitfolge auf das Trägersignal aufmoduliert wird. Dieser Code besitzt eine Periodenlänge von 300km und eine Chiplänge von 300m (die Chiplänge entspricht der Dauer eines Codebits). Bei einer entsprechenden Auflösung der Phasenlage des Bits sind somit die genannten Genauigkeiten im Meterbereich realisierbar. Wird von einer Phasenauflösung von besser als einem hundertstel der Periode ausgegangen, ergibt sich hieraus im Gegensatz zum Code bei der Trägerphase mit einer Wellenlänge von ca. 19 Zentimetern eine Auflösung im Millimeterbereich. Um diese Auflösung auch in eine äquivalente Genauigkeit umsetzen zu können, müssen verschiedene Randbedingungen erfüllt werden. So sind als wichtigste Aufgabe die sogenannten Phasenmehrdeutigkeiten zu lösen. Die gemessene Schrägentfernung, die ja eine Distanz zwischen Satellit und Nutzer darstellt, entspricht einer endlichen Anzahl vollständiger Trägerschwingungen sowie einem Rest. Das beschriebene Verfahren misst nun nur den Bruchteil dieser letzten Schwingung. Die Aufgabe der Phasenmehrdeutigkeitssuche besteht darin, die Anzahl der vollständigen Trägerschwingungen zu ermitteln. Dazu wurden unter anderem verschiedene Verfahren auf Basis von Doppeldifferenzen entwickelt. Im weiteren Verlauf der Arbeit (vgl. Abschnitt 2.2.2) wird hierauf noch näher eingegangen. Mit Hilfe

¹ Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass SA ja genau zu dem Zweck eingeführt wurde, die Genauigkeit des SPS (Standard Positioning Service – im Gegensatz zum Precise Positioning Service PPS) zu degradieren. Die Differentialtechnik hebt diese Limitierung für den SPS auf.

dieses trägerphasenbasierten DGPS (im weiteren Verlauf der Arbeit als PDGPS abgekürzt) sind, zumindest für stationäre Anwendungen, Ortungsgenauigkeiten im Millimeterbereich realisierbar. Dies betrifft im wesentlichen die bereits zuvor genannten geodätischen Verfahren. Wie genau diese Methode für hochdynamisch bewegte Fahrzeuge ist, lässt sich aufgrund einer fehlenden absoluten Referenz noch nicht abschließend beurteilen. Zumindest die Wiederholgenauigkeit der Messungen deutet darauf hin, dass hier von Genauigkeiten im Zentimeterbereich auszugehen ist.

Aufschluss über die dynamischen Eigenschaften des PDGPS lässt sich aus einer weiteren Entwicklung erwarten, die eigentlich mit einer anderen Intention begonnen wurde. Gemeint ist hiermit die Kopplung der Satellitenortung mit anderen, vorzugsweise komplementären Sensoren. Im Bereich der Luftfahrt bietet sich in erster Linie die Trägheitssensorik an. Zum einen sind bereits viele Luftfahrzeuge mit entsprechenden Sensoren ausgestattet, zum anderen sind die komplementären Eigenschaften gegenüber der Satellitenortung besonders ausgeprägt. Während die Trägheitsnavigation hochdynamische, kurzzeitstabile und relative Positionsbestimmungen mit hohen Datenraten erlaubt, bietet die Satellitenortung hochpräzise absolute Genauigkeiten mit vergleichsweise geringer Messfrequenz und begrenzten dynamischen Eigenschaften. Es liegt also nahe, über einen geeigneten Kopplungsalgorithmus die positiven Eigenschaften beider Systeme zu einem integrierten Navigationssystem zusammenzuführen. Die ursprüngliche Motivation dieses Ansatzes liegt in den bereits erwähnten Defiziten der Satellitenortung bezüglich Integrität und Verfügbarkeit. Die Verfügbarkeit lässt sich durch ein solches System erhöhen, indem bei ausreichender Güte der Trägheitssensorik Abschattungszeiträume der Satellitenortung durch die freilaufende Trägheitsnavigation überbrückt werden. Wie lang diese Zeiträume sein können, hängt sowohl von der Güte der Sensoren als auch von dem geforderten maximalen Positionsfehler ab. Signifikante Verbesserungen in diesem Bereich lassen sich erreichen, wenn es gelingt, das Fehlermodell des Inertialsensors in Zeiten der GPS-Verfügbarkeit zu identifizieren. Ändert sich dieses dann zusätzlich nur langsam mit der Zeit, so lassen sich selbst längere Abschattungszeiträume überbrücken. Liegen die Messungen der Satellitenortung hingegen regelmäßig vor (typischerweise mit 1Hz bei heutigen Empfängern), kann die gleiche Information (das Inertialsensorfehlermodell) zur Integritätssteigerung des Satellitenortungssensors verwendet werden. Aufgrund der inertialen Messungen und Fortführung der Navigationsrechnung zwischen zwei Messungen des GNSS ergibt sich ein Erwartungswert für die resultierende Position. Weicht die vom Satellitenortungssensor ermittelte Position signifikant davon ab, ist dies ein Hinweis auf eine mögliche Fehlmessung der Satellitenortung. Dieses Verfahren funktioniert natürlich auch auf Schrägengtfernungsbasis (Unterschiede dieser Konzepte vergleiche Abschnitt 2.1).

Wurden die Vorteile einer Kopplung inertialer und satellitenbasierter Ortung soweit genutzt, liegt es nahe, auch den nächsten konsequenten Schritt zu gehen. Der besteht darin, die inertialen Messungen nicht nur zur Verfügbarkeits- und Integritätssteigerung zu verwenden, sondern, vergleichbar dem Inertialsensor, zur Aufstellung eines eigenständigen Fehlermodells für den Satellitenortungssensor. Systematische Untersuchungen zu dessen Fehlverhalten sind beispielsweise [14] (Jacob), [8] (Eissfeller) und [29] (Weiser) zu entnehmen. In allen Fällen wird der Einfluss der Fahrzeugdynamik als eine wesentliche Störgröße identifiziert. So wurden bereits bei Jacob (1992) die Vorteile genannt, die sich aus einer zusätzlichen Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors ergeben. Dabei wurden erste Fehlermodelle bezüglich der Reaktionen der Phasenregelkreise auf einwirkende Beschleunigungen aufge-

stellt. Hierbei handelt es sich jedoch um linearisierte Modelle, die im wesentlichen die stationären Endwerte verschiedener Anregungsfunktionen (Sprünge, Rampen, etc.) betrachten. Auch wurden diese Modelle bei der eigentlichen Kopplung des dort beschriebenen integrierten Systems nicht verwendet. Stattdessen wurde der klassische Ansatz gewählt, bei dem neben dem Inertialfehlermodell lediglich ein überlagertes weißes Rauschen für den Satellitenortungssensor angesetzt wurde. Eine deutlich weitergehende Systembeschreibung eines generischen Satellitenortungsempfängers ist bei Eissfeller zu finden. Hier wird eine nichtlineare, weitgehend analytische Beschreibung des Signalverarbeitungsprozesses in einem Autokorrelationsempfänger gegeben. Allerdings geschieht dies nicht vor dem Hintergrund eines Fehlermodells für ein integriertes INS/GNSS-Navigationssystem (Zitat [8]): *„Es wird der Versuch unternommen, die wichtigsten Varianten der GPS Signalverarbeitung mathematisch zu beschreiben und ein allgemeines dynamisches Fehlermodell unter Berücksichtigung der wesentlichen signalformenden Empfängererelemente aufzubauen. Im Vordergrund steht hierbei die dynamische Betrachtungsweise, die die Fortpflanzung von thermischem Rauschen und Frequenzrauschen des Quarzoszillators im Empfänger sowie die Mehrwegeausbreitung im Rahmen stochastischer Prozesse beinhaltet.“* Eine eingehende Darstellung des Teilaspekts der Problematik des Quarzoszillators und in geringerem Umfang der Empfängerdynamik ist in [29] (Weiser) zu finden.

Die oben dargestellten Entwicklungen und Veröffentlichungen umreißen den Themenbereich, in dem sich diese Arbeit bewegt. Gerade die im letzten Absatz genannten Dissertationen bzw. die zitierte Habilitation stellen dabei den Ausgangspunkt der Untersuchungen dar, die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt werden sollen.

1.3 Ziel der Arbeit und Arbeitskonzept

Wie im Abschnitt 1.1 beschrieben, stellt das dynamikbedingte Verhalten der Phasenregelkreise des Satellitenortungssensors, bezogen auf die heute erreichbaren Genauigkeiten des phasenauswertungsbasierten Differential GPS, eine wesentliche Fehlerquelle dar. Gerade in Fahrzeugen mit starker dynamischer Anregung kann dieser Fehler zu einer deutlichen Degradierung der eigentlich möglichen Ortungsgenauigkeit führen. Es wurde bereits erwähnt, dass die Fahrzeugbeschleunigungen hieran einen wesentlich Anteil haben. In Abschnitt 2.2.2 wird dies noch detaillierter abgeleitet. Es muss also versucht werden, diese Einflüsse zu formulieren und als Fehlermodell in einer für das Gesamtsystem verwertbaren Weise darzustellen. Dabei bietet sich im Kontext der in Abschnitt 1.2 beschriebenen integrierten INS/GNSS-Navigationssysteme eine gute Möglichkeit, das Gesamtfehlerbudget zu minimieren. Das wesentliche Ziel dieser Arbeit liegt somit in der Ableitung eines dynamischen Fehlermodells für den Satellitenortungssensor.

In einem ersten Schritt ist darzustellen, welche Fehlereinflüsse auf den Satellitenortungssensor unter den gegebenen Randbedingungen wirken. Diese sind nach Wirkungsweise und Betrag zu bewerten. Als Ergebnis dieser Klassifizierung werden die Effekte ausgewählt, die für das Fehlerverhalten des Sensors von besonderer Bedeutung sind. Anhand eines Simulationsmodells eines Satellitenortungssensors werden diese Anregungen sowie die sich daraus ergebenden Reaktionen des Empfängers detailliert untersucht. Dabei soll die Entwicklung dieses Simulationsmodells in zwei Schritten erfolgen. Zunächst werden in einem generischen Modell die wesentlichen Eigenschaften eines Empfängerkanals modelliert. Dabei

sollen hauptsächlich die Elemente berücksichtigt werden, die einen Beitrag zum dynamischen Verhalten des Empfängers liefern. Die konkreten Anforderungen, die an eine solche Simulation zu stellen sind, werden ausführlich im Abschnitt 3.1 dargestellt. Die sich hieraus ergebende Struktur des Simulationsmodells ist noch sehr allgemein und beschreibt einen typischen GNSS-Empfänger. Diese generische Darstellung ist möglich, da die grundlegenden Elemente zur Signalakquisition und -verarbeitung in den meisten Empfängern identisch sind. An diesem Punkt der Simulation sind bereits alle wesentlichen Funktionalitäten, die die Signalverarbeitung bezüglich des zur Diskussion stehenden dynamischen Verhaltens betreffen, implementiert. Zur Durchführung konkreter Simulationen müssen nun in einem zweiten Schritt noch geeignete Parametersätze implementiert werden. Dabei handelt es sich um Parameter wie Bandbreiten der Regelkreise, Signal/Rausch-Verhältnisse, Grundrauschen, Verstärkungsfaktoren und ähnliches. An dieser Stelle bieten sich grundsätzlich zwei Möglichkeiten: Zum einen kann hier der generische Ansatz weiter verfolgt werden. Dazu ist ein zwar sinnvoller, aber in weiten Grenzen doch frei auslegbarer Parametersatz zu wählen. Dies ist besonders dann sinnvoll, wenn es beispielsweise um die Auslegung eines neuen Empfängers geht, der bestimmte vorgegebene Eigenschaften aufweisen soll. Zum anderen kann hier ein Parametersatz verwendet werden, der einen konkreten existierenden Empfänger beschreibt. Üblicherweise ergeben sich dessen Parameter aus einer Parameteridentifikation oder aus der Kenntnis des Quellcodes.

Im Rahmen dieser Arbeit wird der zweite Weg beschritten. Dabei wird das Simulationsmodell sehr eng an den GEC-PLESSEY Experimentalempfänger anlehnen. Der wesentliche Vorteil dieser Variante liegt in der Tatsache, dass die Steuerungssoftware des Empfängers als Quellcode vorliegt. Abgesehen von dem analogen HF-Frontend und den Hardwarekorrelatoren erfolgt die gesamte Signalverarbeitung in Software. Somit ist das Verhalten des Empfängers in weiten Grenzen modifizierbar und an eigene Bedürfnisse anpassbar. So spiegelt der aktuelle Stand der Software das Ergebnis mehrjähriger Arbeiten auf dem Gebiet des Empfängerdesigns am Institut für Flugführung wider. Der Umstand, der diesen Empfänger und seine Software so interessant für die im Rahmen dieser Arbeit durchzuführenden Untersuchungen macht, liegt in der Verfügbarkeit der Details der internen Signalverarbeitung. Darüber hinaus werden einige der im weiteren verwendeten Messprinzipien und Nachweisverfahren nur durch den direkten Eingriff in die Empfängersoftware möglich. Im Gegensatz zur Modellierung eines kommerziellen Produktes, bei dem diese Dinge in der Regel Firmengeheimnisse und Eingriffe unmöglich sind, kann so das Simulationsmodell weitgehend realitätsgetreu ausgelegt werden. Ein weiterer Vorteil, der sich direkt daraus ableiten lässt, liegt in der Möglichkeit der Validierung von Simulationsergebnissen. So ist bei identischen Anregungen ein direkter Vergleich von Simulationsergebnissen und realen Messungen mit dem PLESSEY-Empfänger möglich. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird von dieser Möglichkeit ausgiebig Gebrauch gemacht werden.

Der Schwerpunkt bei der Erstellung der Simulationsumgebung wird darauf liegen, zwei zunächst konträr erscheinende Forderungen zu vereinen. So soll vor dem zuvor geschilderten Hintergrund natürlich versucht werden, ein möglichst realistisches Abbild des Empfängers zu erstellen. Dies ist eine wesentliche Voraussetzung für die geschilderte Vergleichbarkeit der Ergebnisse. Andererseits soll die Umsetzung aber soweit abstrahiert werden, dass zum einen die interessierenden Aspekte deutlich herausgearbeitet werden und zum anderen die

Simulation in Echtzeit oder schneller läuft. Dies eröffnet die Möglichkeit, in einem überschaubaren Zeitrahmen eine Vielzahl verschiedener Szenarien zu untersuchen.

Nachdem die Modellierung des Satellitenortungssensors in Form eines SIMULINK-Simulationsmodells erfolgt ist, wird im Anschluss eine erste Validierung anhand realer Messungen mit dem PLESSEY-Empfänger durchgeführt. Hier ist nachzuweisen, wie gut es gelungen ist, die wesentlichen Eigenschaften des Empfängers nachzubilden, die einen Einfluss auf sein dynamisches Verhalten haben. Damit ist ein erstes Ziel dieser Arbeit, die Ableitung eines Fehlermodells des Satellitenortungssensors, erreicht.

Um dieses Fehlermodell in einem weiteren Schritt in das integrierte INS/GNSS-Navigationssystem, das zur Zeit am Institut für Flugführung entwickelt wird, zu integrieren, ist die Form des blockorientierten SIMULINK-Simulationsmodells ungeeignet. Aus diesem Grund muss es in eine geeignete mathematische Formulierung überführt werden. Typischerweise geschieht dies in Form eines Differentialgleichungssystems. Nun ist es möglich, das Fehlermodell in einem geeigneten Filteralgorithmus zur engen Kopplung beider Sensoren einzusetzen. Bei der Lösung des so abgeleiteten DGL-Systems kommt der richtigen Wahl des Integrationsverfahrens sowie der exakten Bestimmung der Anfangsbedingungen besondere Bedeutung zu. Eine ausführliche Beschreibung dieser Zusammenhänge erfolgt im Abschnitt 4.1. Funktioniert beides einwandfrei, was sich wieder über einen Vergleich mit den Simulationsergebnissen validieren lässt, wird das Fehlermodell des Satellitenortungssensors in das integrierte Navigationssystem implementiert. Schließlich soll eine umfangreiche Erprobung des Gesamtsystems im Flugversuch erfolgen. Dabei soll der Schwerpunkt auf dem Nachweis der Funktionsfähigkeit des GNSS-Fehlermodells sowie den aus seiner Anwendung resultierenden Verbesserungen liegen. In Ermangelung einer geeigneten Referenz wird es schwer sein, eine absolute Genauigkeit des Ortungssystems zu ermitteln; es wird aber mit verschiedenen Methoden aufgezeigt werden, dass die Implementierung des Fehlermodells des Satellitenortungssensors zu einer Verbesserung sowohl im Bereich der Ortungsgenauigkeit als auch der Integrität des Gesamtsystems führt. Damit wird ein weiterer Schritt hin zu einer wirklich engen Kopplung beider Sensoren getan, der in heute verfügbaren Systemen noch nicht üblich ist.

2 Der Satellitenortungssensor als Teil eines integrierten Navigationssystems

In der Einleitung wurde bereits die Motivation für die Nutzung eines integrierten Navigationssystems, bestehend aus einem Inertial- und einem Satellitenortungssensor, aufgezeigt. Im folgenden soll kurz der grundsätzliche Aufbau der beiden am häufigsten verwendeten Kopplungsprinzipien dargestellt werden. Sie sollen an dieser Stelle nicht im Detail beschrieben werden (vgl. z.B. [14], [28]) sondern dienen nur dazu, die spätere Diskussion der Eigenschaften einer weiteren, im Rahmen dieser Arbeit gewählten Realisierungsmöglichkeit eines integrierten Systems zu erleichtern.

2.1 Integriertes System auf Positions- und Rangebasis

Wie bereits erwähnt, werden heute grundsätzlich zwei Konzepte zur Realisierung einer engen Kopplung von Inertial- und Satellitenortung eingesetzt: zum einen eine Kopplung auf Positionsbasis, zum anderen auf Schrägentfernungsbasis. Abbildung 2.1.1 zeigt stark vereinfacht die prinzipiellen Systemkonzepte.

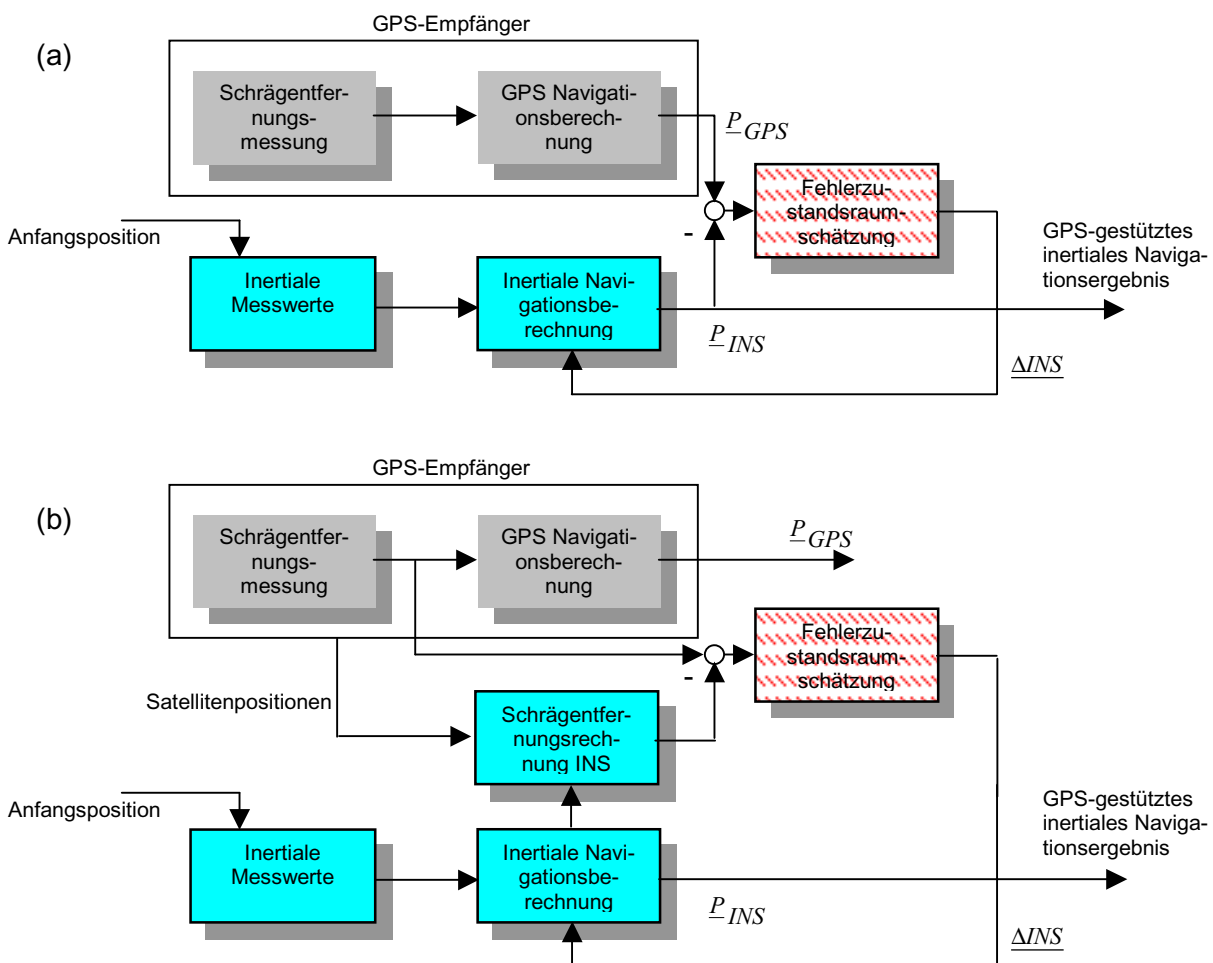


Abbildung 2.1.1: Vereinfachtes Blockschaftbild eines integrierten Navigationssystems (a) auf Positions- und (b) auf Schrägentfernungsbasis

Im ersten Fall führen beide Sensoren im wesentlichen unabhängig voneinander die Ortungsaufgabe aus. Im Anschluss daran werden die so erhaltenen Positionen verglichen und die resultierende Differenz als Fehler auf das Inertialsystem zurückgeführt. Auf diese Weise ist es möglich, die niederfrequenten Langzeitfehler der Inertialsensoren mit Hilfe der hochgenauen Satellitenortung zu modellieren (in der Regel PDGPS). Die Information des GNSS-Empfängers ist jedoch nur zu diskreten Zeitpunkten verfügbar (aktuelle Geräte haben typischerweise Datenraten zwischen 1 und 10 Hertz). In Abschattungsperioden können sich unter Umständen beliebig lange Zeiträume ohne Stützungsinformation ergeben. Auch für den GNSS-Sensor können in diesem System Annahmen über sein Fehlermodell gemacht werden, sie gehen jedoch nicht über die Überlagerung eines weißen Rauschens hinaus. Für weitergehende Fehlermodellierung ist diese Kopplungsmöglichkeit nicht geeignet, da die eigentlichen Messinformationen des Satellitenortungssensors, die Schrägentfernungen, im Koppelfilter nicht vorliegen.

Im zweiten Fall setzt die Systemkonfiguration auf dem gleichen komplementären Ansatz auf. Hier stellt jedoch nicht eine Positionsdivergenz sondern eine Differenz der einzelnen Schrägentfernungen (vom GNSS-Empfänger bzw. der Inertialplattform zu den einzelnen Satelliten) die Eingangsgröße der Fehlerzustandsraumschätzung dar. Die sich aus dieser Systemarchitektur ergebenden Vorteile, insbesondere der GNSS-Fehlermodellierung, werden im weiteren noch ausführlich dargestellt. Beide Systemkonzepte beschreiben integrierte Navigationssysteme, wie sie heute Stand der Technik sind und beispielsweise in [14] oder [28] beschrieben werden.

Den in dieser Arbeit dargestellten Untersuchungen liegt ein modifiziertes integriertes System zugrunde, das im folgenden näher dargestellt werden soll.

2.2 Integriertes System auf der Basis von Doppeldifferenzen

Für die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit findet ein integriertes System auf Basis von Doppeldifferenzen Verwendung. Bevor in Abschnitt 2.2.2 detailliert auf die einzelnen Elemente dieses Systems eingegangen wird, soll zunächst ein kurzer Abriss über das Messprinzip eines Satellitenortungssensors erfolgen.

2.2.1 Das Messprinzip des Satellitenortungssensors

Das grundlegende Funktionsprinzip eines Satellitenortungssensors wurde bereits in der Einleitung dargestellt. Es wurde gezeigt, dass die zwei wesentlichen Messinformationen die Code-Schrägentfernung sowie die Phasenlage der Trägerwelle sind. Beide werden mit Hilfe spezieller Versionen eines Phasenregelkreises (PLL – Phaselock Loop) ermittelt.¹ Die wesentlichen Merkmale und mathematischen Zusammenhänge eines linearen PLLs sind in An-

¹ In einigen Empfängern werden anstelle der Phasenregelkreise (PLL) sogenannte FLLs (Frequency Lock Loops – also Frequenzregelkreise) eingesetzt. Oft gibt es auch Mischformen, die zur Signalakquisition einen FLL, im aufgeschalteten Zustand jedoch einen PLL verwenden. Da die überwiegende Anzahl aktueller Empfänger mit PLLs arbeitet, soll hier im weiteren von dieser Variante ausgegangen werden. Analog zum beschriebenen Vorgehen wäre eine Modellierung für FLLs ebenfalls möglich.

hang 7.A zusammengefasst. Ein Kanal eines generischen GNSS-Empfängers ist in Abbildung 2.2.1 dargestellt.

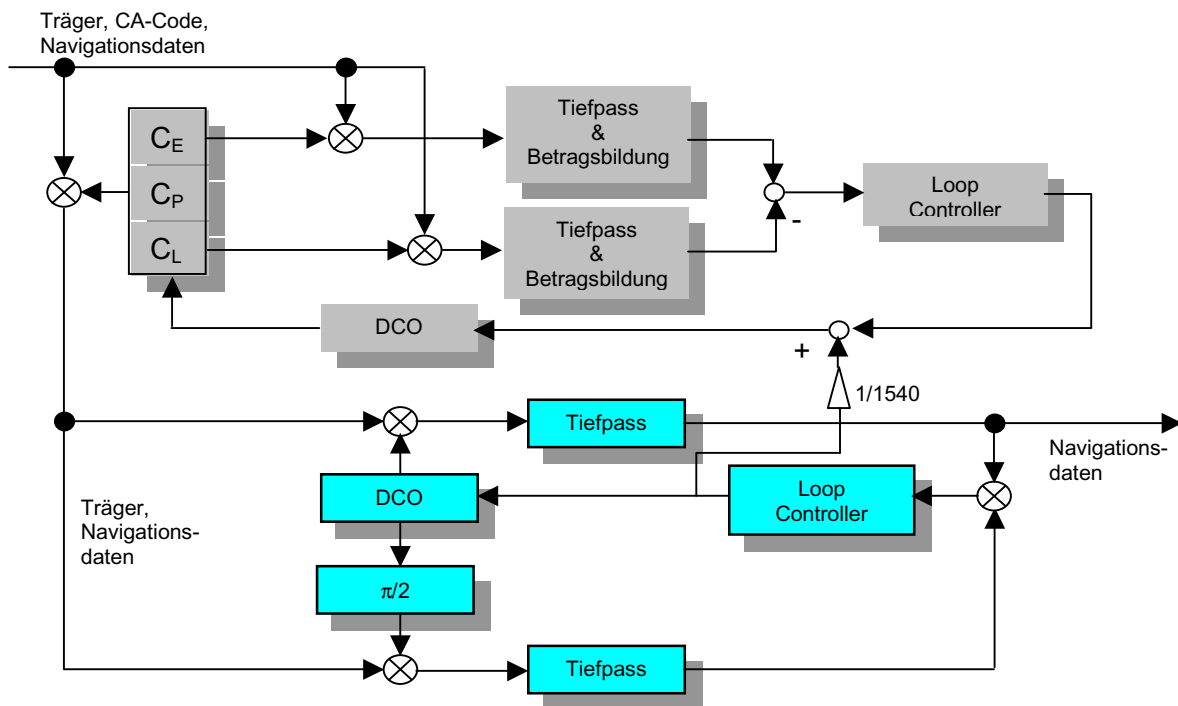


Abbildung 2.2.1: Blockschaltbild eines Kanals des Satellitenortungssensors

Die Darstellung der Funktionsweise und der Eigenschaften von Code- (Delay Lock Loop – DLL) und Trägerphasenregelkreis (Costas Loop) soll bewusst knapp gehalten werden, da beides hinlänglich bekannt und in der Literatur (z.B. [21]) ausführlich beschrieben ist. Vielmehr sollen im weiteren Verlauf des Kapitels die Aspekte herausgearbeitet werden, die für die Ableitung der Fehlermodelle von besonderem Interesse sind.

Bei dem von den Satelliten übertragenen Signal handelt es sich um ein Trägersignal ($L_1 = 1575,42\text{MHz}$, $L_2 = 1227,60\text{MHz}$), auf das mit Hilfe eines Code-Multiplex-Verfahrens (Code Division Multiple Access - CDMA) ein Code aufmoduliert wird (vgl. [21]). Dies führt gleichzeitig dazu, dass die Leistung des schmalbandigen Trägers auf einen der Codefrequenz entsprechenden Bereich ober- und unterhalb der Mittenfrequenz aufgespreizt wird. Dabei gibt es unterschiedliche Codes für die verschiedenen Anwendungszwecke (ziviler C/A-Code, militärischer Y-Code). Diese Codes gehören zur Klasse der sogenannten zyklischen Redundanzcodes (auch Gold-Codes) und lassen sich über Schieberegister und rückgekoppelte XOR-Gatter erzeugen (vgl. [19]). Jedem Satelliten ist ein spezieller Code zugeordnet, über den er sich eindeutig identifizieren lässt. Dies ist notwendig, da alle Satelliten auf der selben Trägerfrequenz senden. Die spezielle Eigenschaft dieser Codes besteht darin, dass die Autokorrelation für sehr kleine Verschiebungen maximal, für Verschiebungen größer ein Bit jedoch nahezu Null ist. Ähnlich gering sind auch die Ergebnisse der Kreuzkorrelation der Codes untereinander. Da zusätzlich eine jeweils 50%ige Auftretswahrscheinlichkeit von Nullen und Einsen in diesen binären Codes besteht, werden sie oft auch als Pseudo-Rauschcodes (Pseudo Random Noise - PRN) bezeichnet. Diese Merkmale werden für die Rückgewinnung und Entspreizung der Signale im Empfänger ausgenutzt. Als weitere Infor-

mation sind noch die sogenannten Navigationsdaten (Almanachdaten, Ephemeriden, Fehlermodell-Parameter, usw.) als Bitfolge mit Hilfe des Binary-Phase-Shift-Keying (BPSK) Verfahrens aufmoduliert. Dabei ist die Länge der einzelnen Bits vom Code und den Navigationsdaten genau so bemessen, dass sie jeweils ein ganzzahliges Vielfaches der Trägerwellenlänge ausmacht.¹

Aufgrund der begrenzten Sendeleistung der Satelliten, sowie der Raum- und Atmosphärendämpfung liegt die Empfangsleistung einer üblichen omnidirektionalen GNSS-Antenne bei ca. -130dBm und damit etwa 16dB unterhalb des thermischen Rauschens. Die Aufgabe der Regelkreise des Satellitennavigationsempfängers liegt nun darin, aus diesem an sich nicht verwertbaren Signal die notwendigen Messinformationen zurückzugewinnen. Dies geschieht in mehreren Schritten. Zunächst wird das von der Antenne empfangene und verstärkte Signal in das Basisband heruntergemischt. Dies geschieht üblicherweise analog und dient dazu, das Signal in einen etwas einfacher zu handhabenden Bereich zu überführen (beim PLESSEY beispielsweise $4,309\text{MHz}$ gegenüber $1,57542\text{ GHz}$ an der Antenne). Die Weiterverarbeitung geschieht im allgemeinen digital, so dass an diesem Punkt eine Abtastung des Signals vorgenommen wird.

Das so aufbereitete Signal stellt die Eingangsgröße des DLL dar. Wie Abbildung 2.2.1 zeigt, wird es mit drei intern generierten Codes gemischt. Diese internen Codes sind um einen festen Betrag zeitlich gegeneinander verschoben und beinhalten die genaue Replik der Code-Sequenz eines einzelnen Satelliten. Entsprechend ihrer zeitlichen Zuordnung werden sie als Early- (C_E), Punctual- (C_P) und Late-Code (C_L) bezeichnet. Die Verschiebung wird als Correlator-Spacing bezeichnet und liegt üblicherweise zwischen einem Zehntel und der Hälfte der Länge eines Codebits. Sind externer und interner Punctual-Codes ungefähr synchron (was sich durch eine geeignete Initialisierung erreichen lässt), ergeben sich aufgrund der oben genannten Korrelationseigenschaften bei dem Mischvorgang (der Korrelation von internem und empfangenem Code) verschiedene Korrelationskoeffizienten in den einzelnen Zweigen. Die Differenz dieser Korrelationskoeffizienten von Early- und Late-Zweig ist die Eingangsgröße des Reglers, der sie durch Verstimmung des Oszillators zu Null regeln soll. Ist dieser Zustand erreicht, so ist der Punctual-Code, der ja genau zwischen den beiden anderen liegt, exakt mit dem vom Satelliten empfangenen Code synchronisiert. Damit sind mehrere Dinge erreicht. Zunächst ist die bereits weiter oben erwähnte Zuordnung des Signals zum entsprechenden Satelliten erfolgt. Weiterhin wird durch den Korrelationsprozess eine Entspreizung des Signals bewirkt, was zu einem Korrelationsgewinn von 30dB führt. Damit ist das Signal um 14dB aus dem thermischen Rauschen herausgehoben. Schließlich kann über den Betrag der Verschiebung der internen Codes (innerhalb der Code-Mehrdeutigkeit von 300km) eine Pseudo-Schrägentfernung zum Satelliten ermittelt werden. Dies ist die eigentliche Messgröße des Delay Lock Loops, die in dem in der Einleitung dargestellten Ortungsprozess weiter verarbeitet wird.

Auch der Costas Loop dient in modernen Satellitennavigationsempfängern mehreren Zwecken. Zunächst einmal dekodiert er den Navigationsdatenstrom, der ja im oben beschriebenen BPSK-Verfahren auf den Träger aufmoduliert wurde. Dazu wird das Eingangssignal (die Code-Bits wurden ja bereits durch den DLL herausgemischt) in zwei Zweige aufgeteilt, wie

¹ Bei der L_1 -Frequenz umfasst ein C/A-Codebit 1540 Trägerzyklen und 20 Codezyklen zu je 1024 Bit entsprechen einem Navigationsdatenbit.

Abbildung 2.2.1 zu entnehmen ist. Es wird im I- (In-Phase)-Kanal mit dem vom Oszillator erzeugten Signal gemischt. Im Q- (Quadrature)-Kanal erfolgt die Mischung mit einem 90° phasenverschobenen Signal des gleichen Oszillators. Beide Signale werden nach einer Tiefpassfilterung zur Bedämpfung der bei der Mischung entstandenen Oberwellen miteinander gemischt und über den Regler des Costas Loops auf den Oszillator zurückgeführt. Diese Anordnung wird durch die besonderen Eigenschaften des phasenmodulierten Eingangssignals bedingt. Ein normaler Phasenregelkreis, wie in Anhang 7.A dargestellt, würde nach einer Phasenumtastung versuchen, das interne Signal der neuen Phasenlage nachzuführen. Damit ginge die Information, die ja in den Umtastungen enthalten ist, verloren. Im I-Kanal ergibt sich ein Signal, das dem Cosinus des Phasenfehlers proportional ist. Unter der Annahme kleiner Winkel ergibt sich so ein Wert nahe 1 oder -1 . Eine Umtastung der Phase um 180° führt nun dazu, dass sich das Vorzeichen in diesem Kanal ändert. Damit enthält er genau die in den Phasenumtastungen enthaltene Information und dient somit zur Dekodierung der Navigationsdaten. Durch einen weiteren Mischvorgang der beiden Zweige des Costas Loops entsteht so ein Eingangssignal für den Regler, das unabhängig von den Phasenumtastungen ist. Die Art der Verknüpfung der beiden Zweige in dem letzten Mischvorgang (als Multiplikation oder Division) entscheidet über die sich ergebende Reglerkennlinie und hat somit unmittelbaren Einfluss auf das Verhalten des Costas Loops. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird darauf noch näher eingegangen.

Für hochpräzise Ortungsaufgaben, wie sie mit dem im Rahmen dieser Arbeit realisierten System durchgeführt werden sollen, erfüllt der Trägerphasenregelkreis eine weitere Aufgabe. Wie in der Einleitung bereits dargestellt wurde, kann durch Auswertung der Phasenlage des Trägersignals eine signifikante Steigerung der Genauigkeit von Satellitenortungssensoren erreicht werden. Aufgrund der beschriebenen Signalstruktur ist das vom Satelliten empfangene stark verrauschte und ins Basisband heruntergemischte Signal nicht unmittelbar für eine Trägerphasenauswertung geeignet. Aufgrund der beschriebenen Arbeitsweise des Costas Loops wird jedoch vom Oszillator ein unverraushtes Signal erzeugt, das synchron in Frequenz und Phase zu dem empfangenen Signal ist. Dieses eignet sich hervorragend für die Messung der Phasenlage.

2.2.2 Systembeschreibung

Wie bereits erwähnt, soll im Rahmen dieser Arbeit ein GNSS-Fehlermodell für ein integriertes System auf Doppeldifferenzbasis abgeleitet werden. Abbildung 2.2.2 zeigt das Blockschaltbild eines solchen Systems. Im folgenden soll es näher erläutert werden. Dabei wird im wesentlichen auf die Teile eingegangen, die für die in dieser Arbeit durchzuführenden Untersuchungen relevant sind. Damit handelt es sich hauptsächlich um den Satellitenortungssensor sowie den diesen betreffenden Anteil der Fehlermodellierung. Auf den Inertialsensor, die inertielle Navigationsrechnung sowie auf die Details der Fehlerzustandsraumschätzung (hier realisiert über ein Kalman-Filter) wird nur insofern eingegangen, als sie für das Gesamtverständnis von Bedeutung sind.

Das Blockschaltbild lässt sich in drei wesentliche Bereiche aufteilen, auf die im folgenden eingegangen werden soll. Der linke obere Teil (in der Abbildung grau dargestellt) stellt im Prinzip ein aus der Literatur bekanntes phasenbasiertes DGPS-System dar (vgl. z.B. [26]). Seine wesentlichen Merkmale sollen hier noch einmal zusammengefasst werden.

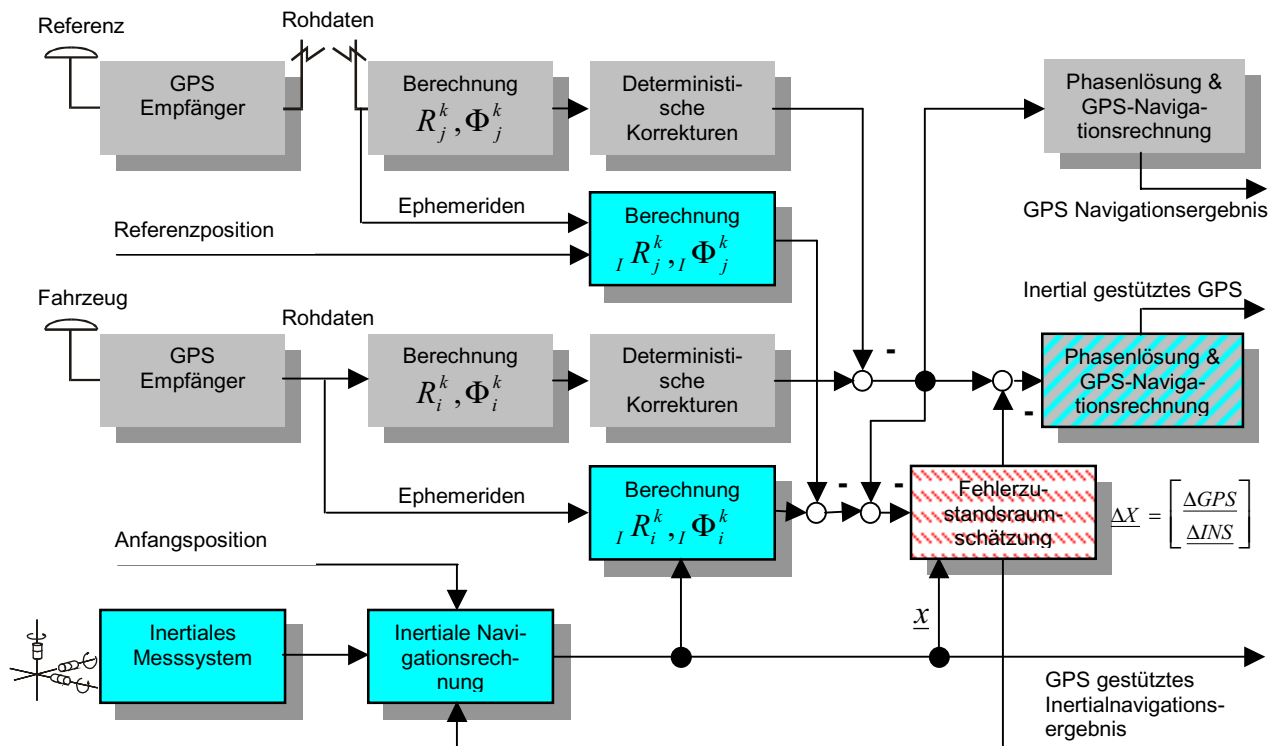


Abbildung 2.2.2: Integriertes System auf Basis von Doppeldifferenzen

Grundlage für die Positionsrechnung beim GPS stellen die Beobachtungsgleichungen dar. Für ein PDGPS-System, wie es hier beschrieben wird, sind das je eine Pseudoschrägentfernungs- (R_i^k) und eine Trägerphasenmessung (Φ_i^k) pro beobachtetem Satellit. Das technische Messprinzip, das zu diesen beiden Größen führt, wurde bereits zuvor in Abschnitt 2.2.1 aufgezeigt. Ein Ansatz für die Beobachtungsgleichungen, wie er beispielsweise in [17] zu finden ist, lässt sich wie folgt beschreiben:

$$R_i^k = \rho_i^k + c \cdot (\Delta t_i - \Delta t^k) + d_{Tropo,i}^k + d_{Iono,i}^k + v_{R,i}^k$$

$$\Phi_i^k = \rho_i^k + c \cdot (\Delta t_i - \Delta t^k) + \lambda \cdot N_i^k + d_{Tropo,i}^k - d_{Iono,i}^k + v_{\Phi,i}^k$$

Gl. (2.2.1a, b)

λ	Wellenlänge des Trägersignals
ρ_i^k	Geometrische Entfernung zwischen Satellit k und Empfänger i
c	Lichtgeschwindigkeit
Δt^k	Uhrenfehler Satellit k
Δt_i	Uhrenfehler Empfänger i
$N, N \in \mathbb{Z}$	Trägerphasenmehrdeutigkeit, ganzzahlig
$d_{Tropo,i}^k, d_{Iono,i}^k$	Tropo- und Ionosphärenfehler zwischen Satellit k und Empfänger i
$v_{R,i}^k, v_{\Phi,i}^k$	Weitere Messfehler von Pseudoschrägentfernung bzw. Trägerphase

Im folgenden soll auf die einzelnen Größen dieser Gleichungen näher eingegangen werden, da sich hieraus unmittelbar die Stellen ableiten lassen, an denen eine Fehlermodellierung für den Satellitenortungssensor ansetzen muss.

Wie Gl. (2.2.1a, b) zeigt, enthält die gemessene Schrägentfernung (Pseudorange) zwischen Satellit und der Antenne des Fahrzeugs neben der geometrischen (wahren) Schrägentfernung noch verschiedene weitere Summanden, die durch das zugrundeliegende Messverfahren bedingt sind. Diese Fehlerterme müssen mit Hilfe verschiedener Techniken wieder herausgerechnet werden. Der Ausdruck $c \cdot (\Delta t_i - \Delta t^k)$ beschreibt den Einfluss von Empfänger- und Satellitenuhrenfehlern. Der Empfängeruhrenfehler Δt_i ist für alle gemessenen Schrägentfernungen identisch und kann so mit Hilfe einer zusätzlichen Schrägentfernungsmessung als Unbekannte bei der Lösung der nichtlinearen Navigationsgleichung ermittelt werden. In den Beobachtungsgleichungen bleibt er jedoch zunächst enthalten. Der Satellitenuhrenfehler verbleibt zunächst ebenfalls in der Gleichung. Er beschreibt die Restfehler, die trotz der Synchronisation der Satellitenuhren untereinander verbleiben. Wie die beiden Gleichungen (2.2.2a, b) zeigen, hebt er sich durch Anwendung der Differentialtechnik heraus. Zur Eliminierung der Tropo- und Ionosphärenfehler wird ebenfalls die Differentialtechnik angewandt. Dabei werden einfache Differenzen (∇R_{ij}^k) und ($\nabla \Phi_{ij}^k$) aus den gemessenen Schrägentfernungen des Fahrzeugempfängers i und des Referenzempfängers j zu dem Satelliten k gebildet. Die Position des feststehenden Referenzempfängers muss bekannt sein. Dabei entsprechen die Genauigkeitsanforderungen an diese Referenzposition den Anforderungen an die Ortungsgenauigkeit des Gesamtsystems. Somit lassen sich die Beobachtungsgleichungen wie folgt darstellen:

$$\begin{aligned}\nabla R_{ij}^k &= R_i^k - R_j^k = (\rho_i^k - \rho_j^k) + c \cdot (\Delta t_i - \Delta t_j) + \nabla v_{R,ij}^k \\ \nabla \Phi_{ij}^k &= \Phi_i^k - \Phi_j^k = (\rho_i^k - \rho_j^k) + c \cdot (\Delta t_i - \Delta t_j) + \lambda \cdot (N_i^k - N_j^k) + \nabla v_{\Phi,ij}^k\end{aligned}$$

Gl. (2.2.2a, b)

Wie sich aus den Gleichungen entnehmen lässt, verbleiben als Unbekannte nur noch die geometrische Entfernung des Fahrzeugempfängers, die Uhrendifferenz der zwei Empfänger, die Differenz der Mehrdeutigkeitsterme sowie der Restfehleranteil. Auf dieser Grundlage kann bereits ein Positionsfilter entworfen werden. Um nun auch noch den Einfluss der Empfängeruhrenfehler zu eliminieren, können die Beobachtungsgleichungen zu jeweils zwei Satelliten k und l voneinander subtrahiert werden (Gl. (2.2.3a, b)). Abbildung 2.1.1 veranschaulicht dieses Prinzip der Doppeldifferenzen.

Die mathematische Formulierung der Doppeldifferenzen geben die folgenden Gleichungen wieder.

$$\begin{aligned}\Delta \nabla R_{ij}^{kl} &= \nabla R_{ij}^k - \nabla R_{ij}^l = (\rho_i^k - \rho_j^k) - (\rho_i^l - \rho_j^l) + \Delta \nabla v_{R,ij}^{kl} \\ \Delta \nabla \Phi_{ij}^{kl} &= \nabla \Phi_{ij}^k - \nabla \Phi_{ij}^l = (\rho_i^k - \rho_j^k) - (\rho_i^l - \rho_j^l) + \lambda \cdot [(N_i^k - N_j^k) - (N_i^l - N_j^l)] + \Delta \nabla v_{\Phi,ij}^{kl}\end{aligned}$$

Gl. (2.2.3a, b)

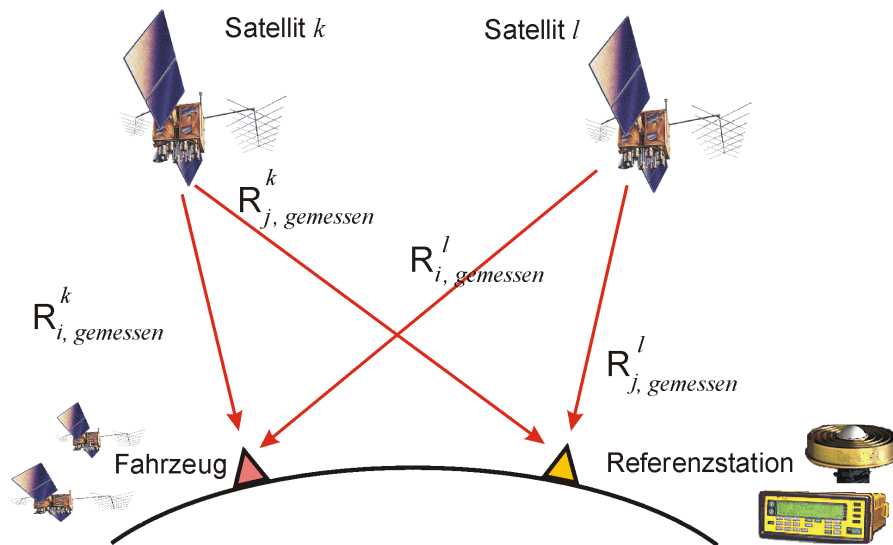


Abbildung 2.2.3: Satellitenortung mit Doppeldifferenzen

Damit verbleiben nur noch die unbekannten geometrischen Entfernungen zwischen den Satelliten und dem Fahrzeugempfänger, die gekoppelten Fehlerterme, sowie die ganzzahligen Mehrdeutigkeiten für die Trägerphasenmessung. Auf die verbleibenden Fehlerterme wird im Abschnitt 2.2.3 noch näher eingegangen.

Die Lösung der Phasenmehrdeutigkeiten erfolgt heute üblicherweise mit Hilfe sogenannter RTK (Real-Time-Kinematic)-Verfahren. Sie erfordern keine spezielle statische Initialisierungsprozedur und werden deshalb auch OTF (On-The-Fly)-Verfahren genannt (vgl. [32]). Das Lösungsverfahren besteht im wesentlichen aus zwei Schritten. Zunächst werden mit Hilfe statistischer Schätzverfahren nichtganzzahlige Werte für die Mehrdeutigkeiten (sog. Floating Ambiguities) sowie eine Kovarianzmatrix gebildet. Hiermit ist bereits eine Positionslösung möglich, die jedoch nicht an die Ortungsgenauigkeit einer vollwertigen Phasenlösung heranreicht. Ausgehend von diesen nichtganzzahligen Mehrdeutigkeiten wird die Suche nach einem Satz ganzzahliger Mehrdeutigkeiten gestartet. Je nach verwendetem Suchverfahren wird hierzu ein mehrdimensionaler Suchraum aufgespannt. In diesem befinden sich eine sehr große Anzahl möglicher Mehrdeutigkeitskombinationen, also potenzieller Lösungen. Mit Hilfe verschiedener statistischer Verfahren wird dann der Mehrdeutigkeitssatz mit der höchsten Wahrscheinlichkeit gesucht. Aus dieser vereinfachten Darstellung wird bereits deutlich, dass die Größe des aufgespannten Suchraumes entscheidenden Einfluss auf die Geschwindigkeit der Suche hat, und dass es sich hierbei um einen sehr rechenintensiven Prozess handelt. Eine weiterer Ansatz, die Anzahl der möglichen Mehrdeutigkeitssätze zu reduzieren, liegt in der Verwendung der sogenannten Widelane-Technik. Hierbei lässt sich unter Verwendung eines Zweifrequenzempfängers aus den beiden Frequenzen L1 und L2 ein generisches Trägersignal mit einer Wellenlänge von 0,86 Metern berechnen. Ist der Mehrdeutigkeitssatz mit der höchsten Wahrscheinlichkeit gefunden, lässt sich die Ortungsaufgabe mit einer sehr hohen Genauigkeit lösen. Details zu den entsprechenden Verfahren sind beispielsweise [26] zu entnehmen.

Der zweite wesentliche Teil des Blockschaltbildes ist im unteren Teil von Abbildung 2.2.2 dargestellt (vgl. blau markierte Blöcke). Aus den inertialen Messwerten (Beschleunigungen

von 3 orthogonal angeordneten Beschleunigungsmessern sowie Winkelgeschwindigkeiten um die entsprechenden Achsen) wird in der Navigationsrechnung die Positionsänderung des Fahrzeugs berechnet. Bei dem hier verwendeten System handelt es sich um ein Strapdown-System, d.h. die Sensoren sind fahrzeugfest angeordnet. Im Gegensatz dazu werden bei Rahmenplattformen Lagekreisel eingesetzt. Die Strapdown-Anordnung ist bei heutigen Inertialsystemen die übliche Ausführung. Ist bei diesem Prozess die Anfangsposition bekannt, so lässt sich aufgrund der oben dargestellten Positionsänderungen zu jedem Zeitpunkt die aktuelle Position ermitteln. Eine detaillierte Darstellung der Trägheitsnavigation ist beispielsweise [23] zu entnehmen.

Bis zu diesem Punkt handelt es sich um zwei unabhängige, bestens bekannte Navigationsverfahren. Im folgenden soll nun dargestellt werden, wie beide Verfahren auf der Basis von Doppeldifferenzen gekoppelt werden können. Dabei soll gezeigt werden, dass dieses Vorgehen die Möglichkeit bietet, für jedes der beiden Systeme ein komplexes Fehlermodell aufzustellen.

Wie weiter oben bereits dargestellt wurde, ist es Ziel des integrierten Navigationssystems, die komplementären Eigenschaften von inertialem Messsystem und Satellitenortung auszunutzen. Dies geschieht über eine enge Kopplung. Im vorliegenden Fall werden zu diesem Zweck einerseits die GNSS-Schrägentfernungen zur Stützung der inertialen Navigationsrechnung verwendet, andererseits werden die vom INS-Sensor ermittelten Beschleunigungen zur GNSS-Fehlermodellierung herangezogen.

Um die Strapdown-Rechnung mit Hilfe von Schrägentfernungen und Doppeldifferenzen zu stützen, müssen die Messungen des Inertialsystems so dargestellt werden, dass sie den GNSS-Messgrößen vergleichbar sind. Wie zuvor beschrieben, handelt es sich dabei um Schrägentfernungen. Um nun von der aus der Strapdown-Rechnung ermittelten Position zu einer Schrägentfernungsdarstellung überzugehen, werden die aus den GNSS-Messungen bekannten Satellitenpositionen (aus den Ephemeriden) herangezogen. Zwischen diesen Satellitenpositionen und der zu diesem Zeitpunkt gültigen vom Inertialsystem ermittelten Position werden nun die sogenannten INS-Schrägentfernungen gebildet. In Abbildung 2.2.4 sind die entsprechenden Zusammenhänge dargestellt. Analog zu der Darstellung der GNSS Messgleichungen lässt sich somit für die INS-Schrägentfernungen schreiben (hier für die Schrägentfernung zwischen INS und Satellit k):

$${}_I R_i^k = \rho_i^k + v_{INS,i}^k$$

Gl. (2.2.4)

${}_I R_i^k$	INS-Schrägentfernung zwischen INS und Satellit k
ρ_i^k	Geometrische Entfernung zwischen Satellit k und INS i
$v_{INS,i}^k$	INS-Schrägentfernungsfehler aufgrund von Sensorfehlern

Dabei fällt auf, dass diese Gleichung nur aus der reinen geometrischen Entfernung zwischen INS und Satellit sowie einem allgemeinen Fehlerterm für den INS-Fehler besteht. Im Gegensatz zu den GNSS-Messgleichungen ist dieser Fehlerterm nicht weiter aufgegliedert. Diese

Darstellung wurde gewählt, da im Rahmen dieser Arbeit das Fehlverhalten der Inertialsensoren nicht näher untersucht werden soll. Um im folgenden auch für das Inertialsystem Einfach- und Doppeldifferenzen bilden zu können, wird analog eine Schrägentfernung zwischen der fixen Referenzposition und dem entsprechenden Satelliten abgeleitet. Anschließend werden wie im Fall der GNSS-Schrägentfernungsmessung Einfach- und Doppeldifferenzen gebildet. Abbildung 2.2.4 zeigt dies grafisch, die entsprechenden Formeln sind wie folgt:

$$\begin{aligned}\nabla_I R_{ij}^k &= {}_I R_i^k - {}_I R_j^k = (\rho_i^k - \rho_j^k) + \nabla v_{INS,ij}^k \\ \Delta \nabla_I R_{ij}^{kl} &= \nabla_I R_{ij}^k - \nabla_I R_{ij}^l = (\rho_i^k - \rho_j^k) - (\rho_i^l - \rho_j^l) + \Delta \nabla v_{INS,ij}^{kl}\end{aligned}$$

Gl. (2.2.5a, b)

$\nabla_I^G R_{ij}^k$	Einfachdifferenzen des INS (zwischen Satellit k , Referenzstation j und INS-System i)
$\Delta \nabla_I^G R_{ij}^{kl}$	Doppeldifferenzen des INS (wie oben, nur mit den Satelliten k und l)
ρ_i^k	Geometrische Range zwischen Satellit k und INS-System i
ρ_j^k	Geometrische Range zwischen Satellit k und Referenzstation j
$\nabla v_{INS,ij}^k$	Fehler der Inertialsensoren, Einfluss auf Einfachdifferenz $ki-kj$
$\Delta \nabla v_{INS,ij}^{kl}$	Fehler der Inertialsensoren, Einfluss auf Doppeldifferenz $(ki-kj)-(li-lj)$

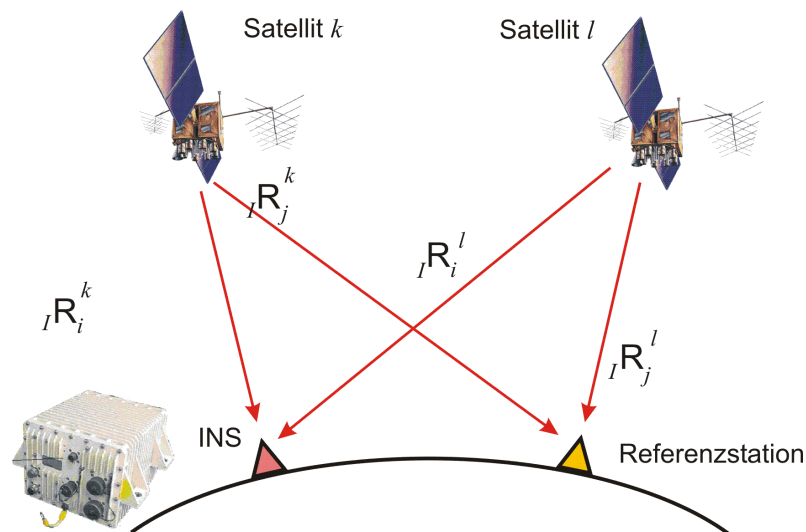


Abbildung 2.2.4: INS-Navigation mit Doppeldifferenzen

Ein weiterer Punkt, der in diesem Zusammenhang zu beachten ist, liegt in den unterschiedlichen Einbauorten von GPS-Antenne und INS-System. Um die Schrägentfernungen beider Systeme vergleichen zu können, müsste üblicherweise eine Koordinatentransformation des Phasenzentrums der GNSS-Antenne in den INS-Bezugspunkt durchgeführt werden. Neben dem fahrzeugfesten Ortsvektor von der Antenne zum Inertialsensor werden hierfür die Lagewinkel (Eulerwinkel) des Fahrzeugs benötigt, die sich jedoch aus der inertialen Navigati-

onsrechnung ergeben. Mit Hilfe der entsprechenden Transformationsmatrix aus der Luftfahrtnorm LN9300 (vgl. [15]) lässt sich dann die notwendige Koordinatentransformation durchführen. Noch umfangreicher wird das Verfahren, wenn zusätzlich elastische Deformationen des Fahrzeugs zu berücksichtigen sind. Der bereits weiter oben beschriebene doppel-differenzbasierte Ansatz führt jedoch auch hier zu deutlichen Vereinfachungen. Die entsprechenden Zusammenhänge sollen im folgen abgeleitet werden.

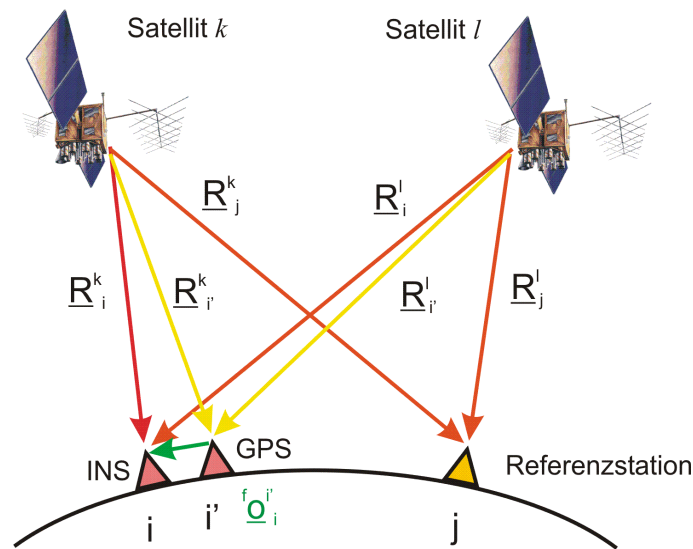


Abbildung 2.2.5: Hebelarmkorrektur für Doppeldifferenzen

Abbildung 2.2.5 stellt die geometrischen Zusammenhänge in vektorieller Form dar. Für den mobilen Nutzer sind für GNSS-Antenne und IMU unterschiedliche Einbauorte angegeben (in der Abbildung als i' und i bezeichnet). Der Ortsvektor ${}^f\underline{o}_i^{i'}$ zwischen diesen beiden Punkten liegt im Gegensatz zu allen anderen Vektoren nicht im geodätischen ECEF Koordinatensystem vor, sondern ist fahrzeugfest (bezeichnet durch den Index f oben links). Deshalb wird er in den folgenden Gleichungen immer im Zusammenhang mit der bereits angesprochenen Transformationsmatrix verwendet. Somit lässt sich schreiben:

$$\begin{aligned}\underline{R}_i^k &= \underline{R}_{i'}^k + \underline{T} \cdot {}^f\underline{o}_i^{i'} \\ \underline{R}_i^l &= \underline{R}_{i'}^l + \underline{T} \cdot {}^f\underline{o}_i^{i'}\end{aligned}$$

Gl. (2.2.6a, b)

\underline{R}	Vektoren zwischen den Punkten, die in den beiden Indices angegeben sind
\underline{T}	Transformationsmatrix zwischen fahrzeugfestem und geodätischem Koordinatensystem (gemäß LN9300 [15])
${}^f\underline{o}_i^{i'}$	Fahrzeugfester Ortsvektor zwischen GNSS-Antenne und IMU

Hieraus ergibt sich die folgenden Darstellung für die Einfachdifferenzen:

$$\nabla \underline{R}_{ij}^k = \underline{R}_{i'}^k + \underline{T} \cdot \underline{o}_i^{i'} - \underline{R}_j^k$$

$$\nabla \underline{R}_{ij}^l = \underline{R}_{i'}^l + \underline{T} \cdot \underline{o}_i^{i'} - \underline{R}_j^l$$

Gl. (2.2.7a, b)

Werden schließlich analog dem bisherigen Vorgehen Doppeldifferenzen gebildet, so ergibt sich der folgende Zusammenhang:

$$\Delta \nabla \underline{R}_{ij}^{kl} = \underline{R}_{i'}^k - \underline{R}_j^k - \underline{R}_{i'}^l + \underline{R}_j^l$$

Gl. (2.2.8)

Aus Gl. (2.2.8) wird ersichtlich, dass sich der Ortsvektor zwischen GNSS-Antenne und IMU bei der Verwendung von Doppeldifferenzen heraushebt und somit nicht weiter berücksichtigt werden muss. Gleiches gilt für einen zeitvarianten Ortsvektor (flexibles Fahrzeug), da alle Messungen auf den gleichen Zeitpunkt bezogen sind. Somit ist es legitim, bei der Formulierung der Doppeldifferenzgleichungen (vgl. Gl. (2.2.3a, b) und Gl. (2.2.5b)) die unterschiedlichen Einbauorte von IMU und GNSS-Antenne nicht zu berücksichtigen.

Um nun das Kopplungskonzept, den dritten Teil des Blockschaltbildes (Abbildung 2.2.2), etwas näher zu beleuchten, soll im folgenden noch einmal ein etwas vergrößerter Ausschnitt der Abbildung betrachtet werden. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird die Darstellung für den GNSS-Teil auf die Code-Ranges (R) beschränkt. Wenn nicht explizit anders erwähnt, gilt für die Phasenmessungen (Φ) gleiches.

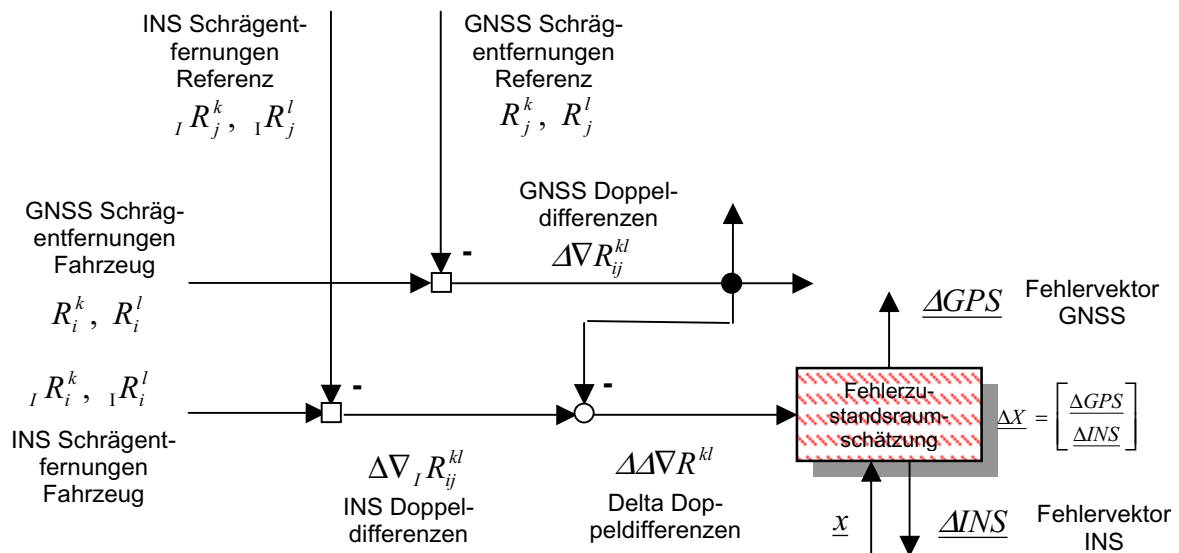


Abbildung 2.2.6: Kopplungskonzept auf Doppeldifferenzbasis gemäß Abbildung 2.2.2

Die GNSS-Doppeldifferenzen $\Delta\nabla R_{ij}^{kl}$ lassen sich gemäß Gl. (2.2.3a, b) aus den Schrägentfernungsmessungen von Fahrzeug- (R_i^k, R_i^l) und Referenzempfänger (R_j^k, R_j^l) berechnen. Dabei soll das Rechteck an der Summationsstelle symbolisieren, dass es sich nicht um eine einfache Differenzbildung handelt (die ja durch einen Kreis gekennzeichnet wird), sondern um die Berechnung der Doppeldifferenzen gemäß den angegebenen Gleichungen. Die INS-Doppeldifferenzen $\Delta\nabla_I^G R_{ij}^{kl}$ ergeben sich analog. Diese Doppeldifferenzen von INS und GNSS werden nun voneinander abgezogen. Damit ergibt sich folgende Darstellung für die Eingangsgröße $\Delta\Delta\nabla R^{kl}$ der Fehlerzustandsraumschätzung:

$$\Delta\Delta\nabla R^{kl} = \Delta\nabla_I^G R_{ij}^{kl} - \Delta\nabla R_{ij}^{kl} = \Delta\nabla v_{INS,ij}^{kl} - \Delta\nabla v_{R,ij}^{kl} \quad \text{Gl. (2.2.9)}$$

Dabei stellt $\Delta\nabla v_{R,ij}^{kl}$ die gekoppelten GNSS-Fehler dar und $\Delta\nabla v_{INS,ij}^{kl}$ die resultierenden Doppeldifferenz-Fehler aufgrund der Fehler der Inertialsensoren (jeweils bezogen auf die Satellitenpaarung k - l). Analoges Vorgehen für die Trägerphasenmessung führt dann zu folgender Bestimmungsgleichung:

$$\Delta\Delta\nabla\Phi^{kl} = \Delta\nabla_I^G R_{ij}^{kl} - \Delta\nabla\Phi_{ij}^{kl} = \Delta\nabla v_{INS,ij}^{kl} - \left(\lambda \cdot \left[(N_i^k - N_j^k) - (N_i^l - N_j^l) \right] \right) + \Delta\nabla v_{\Phi,ij}^{kl} \quad \text{Gl. (2.2.10)}$$

Die Doppeldifferenzformulierungen dienen als Messgröße für die Fehlerzustandsraumschätzung. Am Ausgang dieses Filters liegt ein Fehlerzustandsvektor für den INS- und den GNSS-Fehleranteil vor. Der INS-Anteil wird auf die inertielle Navigationsrechnung zurückgeführt. Unter Berücksichtigung dieses Fehlermodells ergibt sich nun als integriertes Navigationsergebnis eine satellitenortungsgestützte inertielle Position. Im Gegensatz zu üblichen Systemen existiert bei dem dargestellten Ansatz zusätzlich ein Fehlervektor für den Satellitenortungssensor (genauer: für den Doppeldifferenzfehler des GNSS-Empfängers). Dieser wird zur Korrektur der GNSS-Doppeldifferenzen verwendet. Wird für diese korrigierten Doppeldifferenzen eine erneute Mehrdeutigkeitssuche mit anschließender Lösung der Navigationsgleichung angestoßen, so ergibt sich im Gegensatz zum ersten Fall eine inertial gestützte GNSS Position. Ist das Schätzfilter optimal ausgelegt und sind alle relevanten Fehlereinflüsse hinreichend modelliert, sollten beide Positionen (zumindest zu den Zeitpunkten, wo beide Positionen verfügbar sind) identisch sein. Im Rahmen dieser Arbeit soll nun das entsprechende Fehlermodell für den Satellitenortungssensor entwickelt werden.

2.2.3 Fehleranalyse der Beobachtungsgleichungen

Bei der Herleitung der GNSS-Beobachtungsgleichungen im vorhergehenden Abschnitt wurde gezeigt, dass durch die Verwendung der Doppeldifferenzen ein großer Teil der Fehlerterme eliminiert werden konnte. Dies betraf insbesondere die verschiedenen Uhrenfehler, sowie wesentliche Teile des Einflusses von Tropo- und Ionosphäre. Aus Gl. (2.2.3a, b) ist ersichtlich, dass die Fehlerterme $\Delta\nabla v_{R,ij}^{kl}$ für die Schrägentfernungs-, bzw. $\Delta\nabla v_{\Phi,ij}^{kl}$ für die Phasenmessung durch keine der oben beschriebenen Maßnahmen eliminiert werden und somit als Fehler in der Navigationsrechnung verbleiben. Dabei handelt es sich um unkorrelierte Messfehler, deren Ursachen vielfältig sein können.

Ein wesentlicher Anteil dieses unkorrelierten Messfehlers ist auf das dynamikabhängige Verhalten des GNSS-Empfängers zurückzuführen. Die wesentliche Ursache hierfür liegt im Übertragungsverhalten der Phasenregelkreise, mit denen die Schrägentfernungs- und die Phasenmessung durchgeführt werden. Da hier gilt, dass die dynamischen Einflüsse an Fahrzeug- und ruhendem Referenzempfängern unterschiedlich sind, ist dieser Fehler mit Differentialverfahren nicht zu eliminieren. Aus diesem Grund soll im Rahmen dieser Arbeit ein Fehlermodell für den Satellitenortungssensor in einem dynamischen Umfeld entwickelt werden.

Mit der gleichen Argumentation hinsichtlich der Differentialmethoden lassen sich auch Iono- und Troposphären-Restfehler, die auf der örtlichen Dekorrelation von Referenz- und Fahrzeugempfänger beruhen, nicht erfassen. Bei dem oben beschriebenen Differentialverfahren wird die Annahme getroffen, dass Iono- und Troposphärenfehler an beiden Empfängern identisch sind. Dies gilt genaugenommen jedoch nur für eine infinitesimale Entfernung zwischen den GNSS-Empfängern. Unter realen Bedingungen trifft diese Voraussetzung jedoch nicht zu und es verbleiben Restfehler. Die genaue Bestimmung dieser Fehler, insbesondere die der feuchten Troposphäre, ist zur Zeit Gegenstand eines eigenen Forschungsvorhabens am Institut für Flugführung und wird nach dessen Abschluss in einer eigenen Arbeit veröffentlicht.

Ein weiterer Anteil dieses unkorrelierten Messfehlers kann durch Mehrwegeausbreitung verursacht werden. Da diese an Referenz- und Fahrzeugempfänger unterschiedlich auftritt, kann auch sie weder durch Differential- noch Doppeldifferenzverfahren kompensiert werden. Beispielsweise in [8] wird die Auswirkung von Mehrwegeausbreitung auf den Empfänger beschrieben. Auch existieren Multikorrelatorverfahren, die eine Detektion und Korrektur der Mehrwegeausbreitung bereits im Empfänger ermöglichen. Auf diesen speziellen, sehr komplexen Fehlertyp soll aufgrund der genannten existierenden Arbeiten und Verfahren nicht weiter eingegangen werden. Stattdessen soll sich die GNSS-Fehlermodellierung im Rahmen dieser Arbeit auf die zuvor genannten dynamikbedingten Effekte des Satellitenortungssensors beschränken.

Um die Notwendigkeit für die Fehlermodellierung auch des Satellitenortungssensors aufzuzeigen, soll im folgenden ein Vergleich zwischen dem vorgestellten integrierten System auf Doppeldifferenzbasis und einem auf Positionsbasis durchgeführt werden.

Bei dem zum Vergleich herangezogenen System auf Positionsbasis handelt es sich um ein integriertes Navigationssystem, das im Rahmen des Forschungsvorhabens UniTaS I am Institut aufgebaut wurde (vgl. [33]). Die dargestellten Ergebnisse beruhen auf Daten, die im Rahmen des oben genannten Projektes bei Flugversuchen aufgezeichnet wurden. Ausgehend von diesem System wurde die Verwendung von Doppeldifferenzen anstelle der Positionsdifferenzen als Eingangsgröße der Fehlerzustandsraumschätzung implementiert. Zusätzlich wurden die Navigationsalgorithmen von Satellitenortung und INS dahingehend verändert, dass sie ebenfalls mit Doppeldifferenzen arbeiten können. Dabei sei explizit darauf hingewiesen, dass an dieser Stelle das im Rahmen dieser Arbeit zu entwickelnde GNSS-Fehlermodell noch nicht implementiert ist. Mit dem so modifizierten System werden die Flugversuchsdaten aus UniTaS I, die als Rohdaten vorliegen, noch einmal prozessiert. Auf diese

Weise wird ein direkter Vergleich beider Systeme ermöglicht. Die Motivation für die Verwendung eines doppeldifferenzbasierten Ansatzes (wie bereits erwähnt ist dies ja eine spezielle Version eines schrägentfernungs-basierten Ansatzes) wird im folgenden bei der Diskussion der Unterschiede beider Varianten dargestellt.

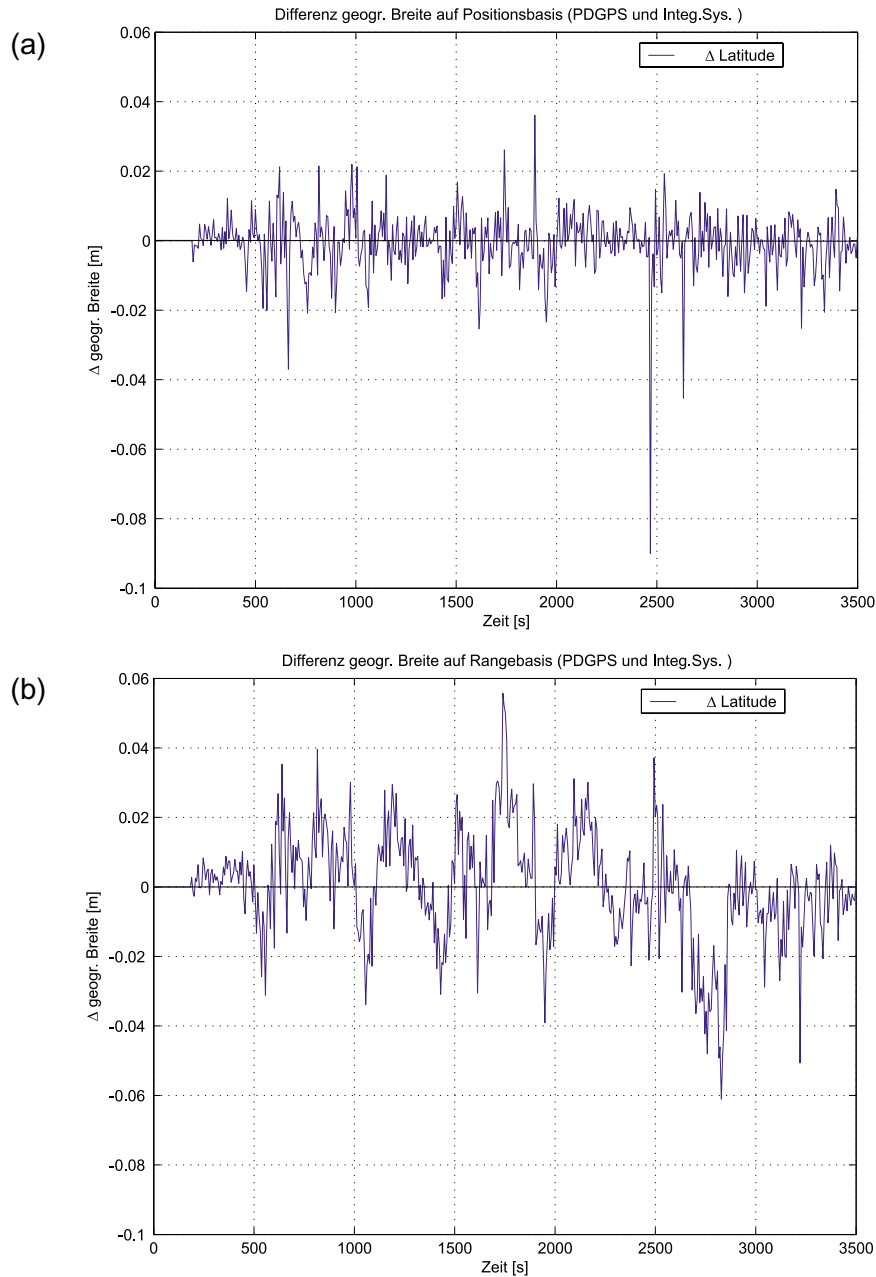


Abbildung 2.2.7: Positionsdifferenz PDGPS und integrierte Lösung (a) auf Positionsbasis und (b) auf Doppeldifferenzbasis

Wie in Abbildung 2.2.7 gezeigt, werden im weiteren viele Auswertungen in der Form von Differenzen zwischen Positionslösungen des Integrierten Systems und phasenbasierten Differentiallösungen dargestellt. Diese Form der Darstellung zeigt ein grundsätzliches Problem auf, das bei vielen Auswertungen in ähnlicher Form auftreten wird. Um eine exakte Aussage über die absolute Genauigkeit eines Systems treffen zu können, wird normalerweise eine

Referenz benötigt, die im Idealfall um mindestens eine Größenordnung genauer ist als das zu untersuchende System. Für hochdynamische Fahrzeuge, insbesondere für Flugzeuge, stellen die integrierten Navigationssysteme jedoch das genaueste dar, was zur Zeit verfügbar ist. Aus diesem Grund werden alle Auswertungen relativ zu einer reinen phasenauswertungs-basierten Differentiallösung erfolgen. Um die relativen Unterschiede der verschiedenen Ansätze darzustellen sowie Aussagen zu Verbesserungen oder Verschlechterungen zu treffen, ist diese Methode hinreichend. Lediglich Aussagen zur absoluten Genauigkeit sind mangels einer geeigneten Referenz nicht möglich.

Abbildung 2.2.7(a) zeigt exemplarisch eine Komponente der Positions-differenz (hier: geographische Breite) zwischen einer phasenbasierten Differentiallösung und der integrierten Lösung auf Positionsbasis. In Abbildung 2.2.7(b) ist das Ergebnis mit dem doppel-differenz-basierten System dargestellt, ebenfalls bezogen auf die PDGPS-Lösung. Wie bereits erwähnt ist anzumerken, dass für diesen ersten Vergleich noch kein weiterführendes Fehlermodell für den Satellitenortungssensor implementiert ist. Folgt man dem ersten Eindruck, so erscheinen die Ergebnisse des Systems auf Doppeldifferenzbasis schlechter als die des Systems auf Positionsbasis. Dies ist bei genauerer Betrachtung jedoch nicht richtig sondern zeigt vielmehr auf, wo die Schwächen des ersten Ansatzes liegen und wo sich Verbesserungsbedarf ergibt, der aufgrund der im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Systemstruktur implementiert werden kann.

In beiden Fällen sind die Abweichungen in der geographischen Breite auf eine phasenauswertungs-basierte Differentiallösung bezogen. Da im ersten Fall die Regelung auf Positionsbasis erfolgt (die Eingangsgröße des Kalmanfilters ist die Differenz aus INS- und GNSS-Position) ergibt sich als Ausgang im wesentlichen ein weißes Rauschen. Ist das Filter optimal ausgelegt, so lässt sich eine entsprechend geringe Amplitude erreichen. Abbildung 2.2.7(a) zeigt dies exemplarisch. Dieses Verhalten ist im wesentlichen dadurch bedingt, dass die zur Regelung verwendete Größe (Differenz zwischen den jeweiligen Positionskomponenten beider Sensoren) identisch mit der Größe ist, die zur Bewertung in der Abbildung herangezogen wird (Differenz der geographischen Breite der integrierten und der PDGPS-Lösung). Im zweiten Fall wird als Regelgröße die Differenz der Doppeldifferenzen von INS und GNSS verwendet. Die Auswertung in Abbildung 2.2.7(b) zeigt jedoch wieder die Differenz aus der geographischen Breite der PDGPS-Position und der sich aus den mit dem Fehlerzustandsvektor korrigierten Doppeldifferenzen ergebenden geographischen Breite des integrierten Systems. Regelgröße und Bewertungsgröße sind in diesem Fall also nicht identisch.

In Abbildung 2.2.7(b) ist zu erkennen, dass der Breitendifferenz neben einer leicht vergrößerten Amplitude eine deutliche Schwingung überlagert ist. Bei einer Fehlerzustandsraumschätzung, die das Verhalten der Sensoren korrekt beschreibt, sollten am Ausgang des Filters nur noch stochastische Fehleranteile vorliegen, da die deterministischen Anteile ja vom Modell korrigiert werden. Im hier betrachteten Fall der Kopplung auf Doppeldifferenzbasis ist dies jedoch deutlich nicht der Fall. Untersuchungen haben gezeigt, dass sich dieses Verhalten auf deterministische Fehleranteile in den GNSS-Schrägentfernungen, und damit in den GNSS-Doppeldifferenzen, zurückführen lässt. Aus diesem Grund ist es notwendig, neben der Fehlermodellierung für den Inertialsensor auch ein Fehlermodell für den Satellitenortungssensor zu entwickeln und zu implementieren. Nur so ist es möglich, die Fehler gewich-

tet zwischen den beiden Sensoren aufzuteilen. Wird die Fehlermodellierung für das GNSS vernachlässigt, so wird der Restfehler durch die Kopplung auf Positionsbasis in der Fehlerzustandsraumschätzung lediglich glattgezogen, ist nicht mehr identifizierbar und degradiert so letztlich die erreichbare Genauigkeit. Im Fall der Kopplung auf Schrägentfernungsbasis (oder wie hier auf Doppeldifferenzbasis) lassen sich diese Fehler hingegen auf die eigentliche Messgröße zurückführen und können somit modelliert werden. Dabei bietet dieses Vorgehen den Vorteil, dass die deterministischen Fehleranteile auf ihre eigentlichen physikalischen Ursachen (hier: die Empfängerdynamik) zurückgeführt werden können und nicht mit Hilfe eines statistischen Verfahrens im Kalmanfilter geschätzt werden müssen. Der Anteil der verbleibenden stochastischen Restfehler sollte so deutlich verkleinert werden. Abbildung 2.2.8 zeigt exemplarisch den Verlauf einer Delta-Doppeldifferenz, wie sie als Eingangsgröße des Kalmanfilters im Fall ohne explizites Fehlermodell vorliegt.

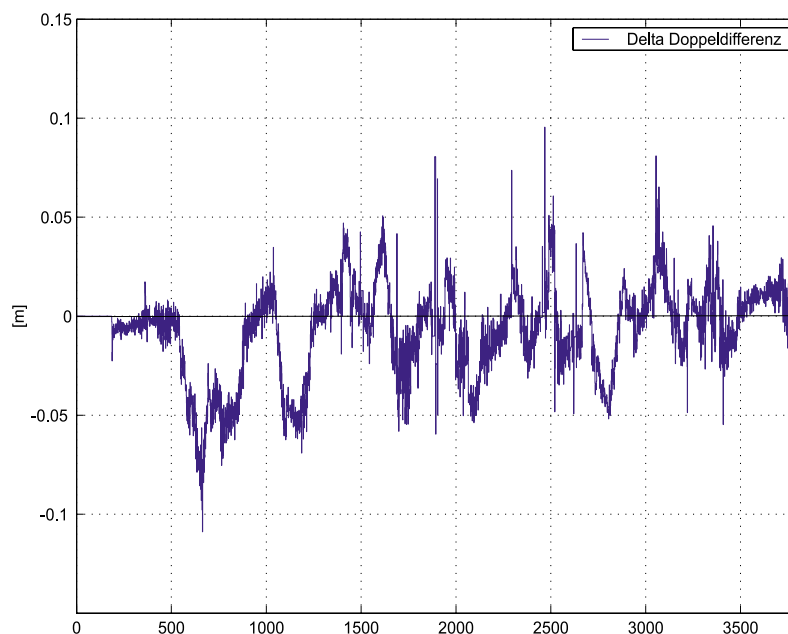


Abbildung 2.2.8: Delta-Doppeldifferenz für einen GPS Kanal bei Navigation auf Doppeldifferenzbasis

Der oben dargestellte erste Vergleich hat zweierlei deutlich gezeigt: Zum einen ist der gewählte doppeldifferenzbasierte Systemansatz praktikabel und zeigt schon in der ersten Version Ergebnisse (zur Erinnerung: es wird noch keine GNSS-Fehlermodellierung vorgenommen), die mit denen eines durch langjährige Arbeit optimierten Systems auf Positionsbasis vergleichbar sind. Zum anderen zeigt sich, dass selbst ohne die Implementierung weiterführender GNSS- und INS-Fehlermodelle (die ja zumindest für den Satellitenortungssensor im weiteren entwickelt und dargestellt werden sollen) schon sehr gute Ergebnisse erreichbar sind. Durch die neue Struktur ist es nun möglich, diese Fehlermodelle direkt in der Fehlerzustandsraumschätzung zu implementieren und so zu einer wesentlichen Verbesserung des Gesamtergebnisses zu kommen.

Ein weiterer Vorteil einer Kopplung auf Schrägentfernungsbasis, und damit auch auf Doppeldifferenzbasis, liegt in der höheren Verfügbarkeit der Stützungsinformation. In Fall der Kopplung auf Positionsbasis kann eine Stützung nur erfolgen, wenn der Satellitenortungssensor eine Positionslösung berechnen kann. Im Fall des phasenbasierten Differential-GPS sind zur

Lösung der Phasenmehrdeutigkeiten, die ja Voraussetzung für eine Positionsrechnung sind, mindestens fünf Satelliten notwendig. Sind die Mehrdeutigkeiten einmal gelöst und treten keine Konstellationswechsel oder ähnliches auf, so reichen vier Satelliten, um die Positionslösung aufrecht zu erhalten. Erfolgt die Stützung auf Schrägentfernungsbasis, so kann sie bereits bei einem aufgeschalteten Satelliten erfolgen. Im hier dargestellten Fall der Kopplung auf Doppeldifferenzbasis sind zwei Satelliten notwendig, um eine Doppeldifferenz bilden zu können.

Besondere Bedeutung erhält dieser Umstand in dem Moment, wo nicht der hier primär betrachtete Fall der Flugzeugortung im Mittelpunkt steht, sondern zur Ortung von Landfahrzeugen übergegangen wird. Im Gegensatz zu Flugzeugen, die während des überwiegenden Teils ihres Flugprofils freie Sicht auf den Horizont haben, muss beim Einsatz in Landfahrzeugen sehr häufig mit ungünstigen Umgebungsbedingungen gerechnet werden, die sich im wesentlichen in Form sehr eingeschränkter Satellitensichtbarkeit zeigen. Dies zeigt deutlich die Vorteile auf, die sich aus der Möglichkeit ergeben, schon ab einer Verfügbarkeit von zwei Satelliten mit der Stützung beginnen zu können.

Grundsätzlich erhält die Frage nach der Verfügbarkeit der hochgenauen Ortungsreferenz eine immer zentralere Bedeutung. Im Gegensatz zum positionsbasierten System bietet der Einsatz eines integrierten Systems auf Schrägentfernungsbasis mit den erweiterten Stützungsmöglichkeiten schon bei geringerer Satellitensichtbarkeit enorme Vorteile. Um jedoch auch in Perioden der Totalabschattung eine exakte Ortungsinformation zur Verfügung zu haben, muss hier noch ein weiterer Punkt beachtet werden. Bei der Beschreibung des grundsätzlichen Kopplungsprinzips wurde ja schon beschrieben, dass, wann immer die Satellitenortung verfügbar ist, eine Aktualisierung der Fehlerzustandsraumschätzung erfolgt. Um längere Abschattungsperioden zu überstehen, müssen die resultierenden Fehlermodelle möglichst genau sein. Dies setzt jedoch voraus, dass die zur Ermittlung dieser Fehlermodelle verwendeten Messinformationen, nämlich die Schrägentfernungen des Satellitenortungssensors, ebenfalls möglichst genau sind. Hierin liegt die wesentliche Motivation für die im Rahmen dieser Arbeit zu erarbeitende Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors.

3 Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors

Im Kapitel 2 wurden, ausgehend von den Beobachtungsgleichungen, bereits wesentliche Ansatzpunkte zur Beschreibung des Fehlerverhaltens von Satellitennavigationsempfängern herausgearbeitet. Es wurde gezeigt, dass sich aufgrund des gewählten Ansatzes mit Hilfe der Doppeldifferenzen eine Reihe von Fehlern bereits herausheben und somit nicht mehr berücksichtigt werden müssen. Von den verschiedenen Anteilen der verbleibenden Fehlerterme, in Gl. (2.2.3a, b) mit $\Delta \nabla v_{R,ij}^{kl}$ bzw. $\Delta \nabla v_{\Phi,ij}^{kl}$ bezeichnet, wurde der durch die Fahrzeugdynamik verursachte Fehler des Phasenregelkreises als ein wesentlicher Anteil identifiziert. Wie dort bereits begründet wurde, soll er im Rahmen dieser Arbeit modelliert und mit Hilfe der Fehlerzustandsraumschätzung im realen integrierten System weitestgehend eliminiert werden. Im folgenden soll nun dieses Fehlermodell abgeleitet werden. Ein kurzer Überblick über die Funktionsweise der Phasenregelkreise, die ja im wesentlichen für das dynamische Verhalten des GNSS-Empfängers verantwortlich sind, wurde bereits in Abschnitt 2.2.1 gegeben.

3.1 Modellierung der Phasenregelkreise

In diesem Abschnitt soll die Funktionsweise von Code- und Trägerphasenregelkreis in Form eines Simulationsmodells beschrieben werden. Dieses Modell wird mit Hilfe der Toolbox SIMULINK der Mathematiksoftware MATLAB erstellt. Dieses Werkzeug ermöglicht die blockorientierte Erstellung von Systemmodellen. Notwendige Hilfsmittel wie verschiedene Integrationsmethoden, vordefinierte Standard-Funktionsblöcke sowie Hilfsmittel zur Visualisierung der Ergebnisse sind bereits Teil der Simulationsumgebung und ermöglichen so eine Konzentration auf die wesentlichen systemspezifischen Fragestellungen. Auf dieser Grundlage soll nun ein Modell der Signalverarbeitung in einem GNSS-Empfänger erstellt werden, das die in Kapitel 2.2.3 formulierte Fragestellung nach der Reaktion des Satellitenortungssensors auf dynamische Anregung beantworten helfen soll. Das im folgenden dargestellte Simulationsmodell ist die Weiterentwicklung eines entsprechenden Ansatzes aus [35].

Wie bereits weiter oben angedeutet, ist es nicht Ziel dieses Modells, eine allumfassende Beschreibung eines Satellitennavigationsempfängers darzustellen. Vielmehr soll versucht werden, das sehr komplexe Gesamtsystem auf die wesentlichen Effekte zu reduzieren, die einen Beitrag zu der zu untersuchenden Fragestellung, in diesem Fall zu dem Dynamikverhalten, leisten. Neben dem offensichtlichen Vorteil der Übersichtlichkeit und Transparenz besteht für dieses Vorgehen noch eine weitere, ganz reale Notwendigkeit: Trotz der in den letzten Jahren immens gestiegenen Leistungsfähigkeit moderner Computer ist der Rechenzeitbedarf immer noch ein limitierender Faktor für die Komplexität eines Systemmodells. Eine Simulation, die das 10- bis 1.000-fache der Echtzeit benötigt, ist, zumindest für Untersuchungen wie sie im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt werden sollen, nicht sinnvoll. Zusätzlich muss dabei das weiterführende Ziel, nämlich die Umsetzung in einem echtzeitfähigen Navigationssystem, mit berücksichtigt werden. Unter diesen Randbedingungen ist es notwendig, den Signalverarbeitungsprozess des Satellitennavigationsempfängers so weit wie möglich zu abstrahieren, ohne dabei die für die Fragestellung relevanten Einflüsse einzuschränken. Diese manchmal konträren Forderungen bestmöglich zu erfüllen, soll im Mittelpunkt der Ableitung des Fehlermodells stehen und spiegelt sich auch in der Realisierung verschiedener Module wider.

3.1.1 Das Simulationsmodell

Abbildung 3.1.1 zeigt das übergeordnete Blockschaltbild des Simulationsmodells. Es weist einen weitgehend symmetrischen Aufbau auf und besteht aus jeweils zwei Hauptblöcken für DLL und Costas Loop. Das Anregungsprofil wird durch einen eigenen Block auf der linken Seite repräsentiert. Die Elemente auf der rechten Seite dienen der Aufbereitung und Visualisierung der Ergebnisse. Gekoppelt sind die beiden Regelkreise über das Carrier-Aiding, eine bei heutigen Empfängern übliche Methode, einen Teil der Dynamik des DLL vorzusteuern und eine Glättung der Code –Schrägentfernungen zu erreichen (vgl. z.B. [21]).

Trotz der in Abschnitt 2.2.1 dargestellten signifikanten Unterschiede zwischen Code- und Trägerphasenregelkreis deutet die erwähnte Symmetrie bereits darauf hin, dass sich beide Systeme mit ähnlichen Funktionsblöcken beschreiben lassen. Diese Art der Darstellung ist typisch für das weitere Vorgehen und unterstreicht die eingangs aufgestellte Prämisse, nicht eine schaltungstechnisch exakte Nachbildung eines Satellitenortungssensors zu erstellen, sondern die funktionalen und physikalischen Besonderheiten, die das dynamische Verhalten der Regelkreise beschreiben, herauszuarbeiten. Die Komponenten, die das dynamische Regelkreisverhalten bestimmen, werden im folgenden noch detailliert beschrieben. Entsprechend des symmetrischen Aufbaus werden die einzelnen Elemente der beiden Regelkreise parallel abgeleitet und dargestellt. Wo sie sich unterscheiden, wird auf diese Unterschiede eingegangen.

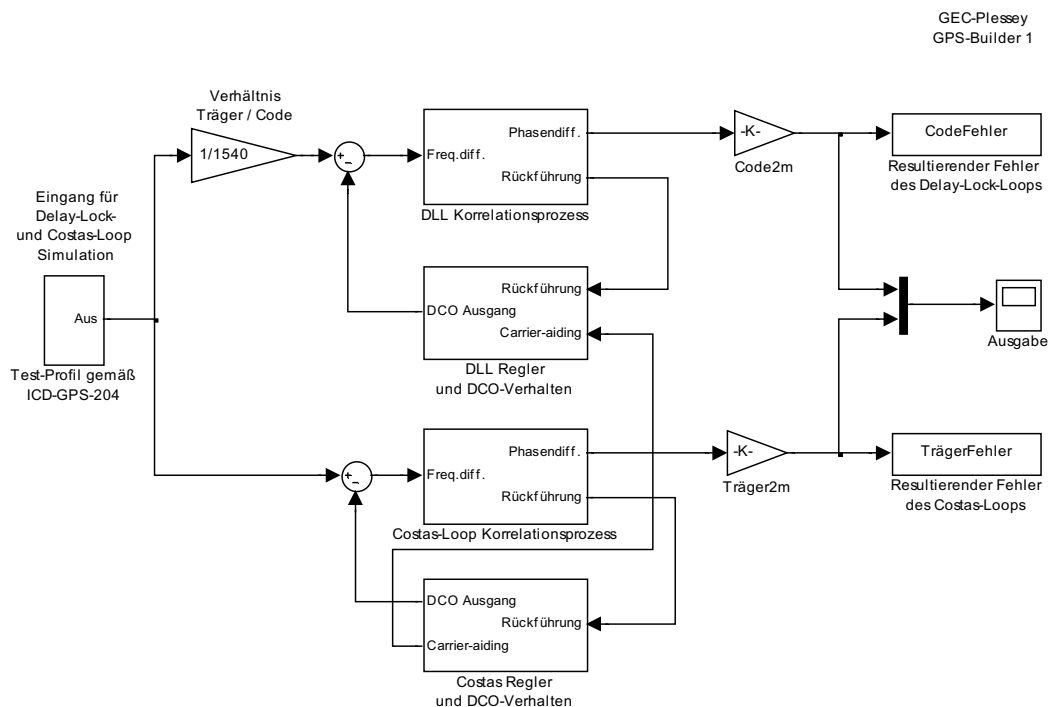


Abbildung 3.1.1: Blockschaltbild (Übersicht) von Code- und Trägerphasenregelkreis

Wie Abbildung 3.1.1 zeigt, bestehen DLL und Costas Loop je aus zwei Hauptblöcken. Der obere beschreibt den Korrelationsprozess und alle dafür relevanten Einflüsse. Der untere enthält den Regler des jeweiligen Regelkreises und berücksichtigt zusätzlich die Eigenschaften, die sich aus der diskreten Realisierung der Oszillatoren, bei denen es sich ja wie bereits erwähnt um DCOs handelt, ergeben. Ausgehend von den in Anhang 7.A dargestellten Zu-

sammenhängen des linearen PLLs soll im folgenden die nichtlineare Realisierung im Simulationsmodell beschrieben werden.

3.1.2 Die Signalstruktur

Zunächst stellt sich die Frage, welche Anteile des realen Satellitensignals im Rahmen dieser Simulation zu berücksichtigen sind. Nach [8] lässt sich das GPS Signal im Empfänger allgemein wie folgt beschreiben (die Formelzeichen sind, soweit es Überschneidungen gibt, an die Darstellungsweise dieser Arbeit angepasst):

$$s(t) = a \cdot C(t - \tau_0) \cdot D(t - \tau_0) \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) + n(t)$$

$$a = \sqrt{2 \frac{S}{N_0} T}$$

$$\varphi_0 = \psi - \omega \tau_0 + \Delta \omega t$$

Gl. (3.1.1a-c)

s	GPS-Signal
a	Amplitude
C	Codebit
D	Datenbit
n	Rauschen
ω	Nominale Trägerfrequenz
t	Zeitvariable im GPS-Empfänger
τ_0	Signallaufzeit zwischen Satellit und Empfänger
φ_0	Trägerphase
$\frac{S}{N_0}$	Signalrauschverhältnis
T	Integrationszeit des Korrelators
ψ	Phase des GPS-Signals bei Verlassen der Satellitenantenne
$\Delta \omega$	Dopplerverschiebung der Trägerfrequenz

In der Darstellung gemäß Gl. (3.1.1a-c) lassen sich die eingangs erwähnten Eigenschaften des Satellitensignals wiederfinden: Auf ein Trägersignal mit einer Frequenz ω werden Code- (C) und Datenbits (D) aufmoduliert. Die Phasenlage des Trägersignals ergibt sich aus der Phasenlage an der Sendeantenne des Satelliten, der Signallaufzeit und der Dopplerverschiebung der Trägerfrequenz aufgrund der Relativbewegung zwischen Satellit und Empfänger. Die Amplitude ergibt sich im wesentlichen aus dem Signal-zu-Rausch-Verhältnis des empfangenen Signals sowie der Integrationszeit des Korrelators. Schließlich ist dem Signal noch ein Rauschterm überlagert.

Wie sich leicht erkennen lässt, wäre eine komplette Nachbildung dieses Signals sehr aufwendig und würde der Forderung nach einer Simulation in Echtzeit widersprechen. Da jedoch nicht alle Teile des Signals Einfluss auf das dynamische Verhalten der Phasenregelkreise haben, lassen sich hier Vereinfachungen einführen, ohne die Allgemeingültigkeit der Simulation einzuschränken.

Die wesentliche Vereinfachung liegt dabei in der Tatsache, dass das Satellitensignal in der Simulation nicht als Schwingung mit entsprechender Modulation nachgebildet wird, sondern lediglich die daraus resultierenden physikalischen Effekte berücksichtigt werden. Dieses Vorgehen soll am Beispiel der aufmodulierten Code-Bits verdeutlicht werden. Ihr Beitrag zur Beschreibung des dynamischen Verhaltens des DLL liegt im wesentlichen in ihren Korrelationsseigenschaften, aus denen sich letztendlich eine Korrelationskennlinie ergibt, die das Verhalten des Regelkreises beeinflusst. Zur Berücksichtigung dieses Zusammenhangs in der Simulation ist es nun nicht notwendig, zwei modulierte Signale zu korrelieren. Dies würde einen erheblichen Rechenaufwand bedeuten. Vielmehr reicht es aus, die Korrelationskennlinie als Funktion der dynamischen Randbedingungen zu bestimmen und daraus den Einfluss auf den Regelkreis abzuleiten. Im weiteren werden diese Zusammenhänge noch im Detail dargestellt. Grundsätzlich bietet dieses Vorgehen zwei Vorteile. Zum einen ergibt sich die bereits angesprochene offensichtliche Reduzierung der Rechenzeit. Zum anderen lässt sich das Empfängermodell so in einer Weise abstrahieren, die die wesentlichen physikalischen Effekte hervorhebt und die konkrete Implementierung in den Hintergrund treten lässt.

Wird dieses Vorgehen konsequent angewandt, so lassen sich aus der Darstellung des Satellitensignals in Gl. (3.1.1a-c) folgende Schlussfolgerungen für die Simulation ziehen:

- Der C/A-Code hat gemäß dem oben dargestellten Zusammenhang über seine Korrelationseigenschaften Einfluss auf das dynamische Verhalten des Regelkreises.
- Die Navigationsdaten haben keinen Einfluss auf die Dynamik der Phasenregelkreise und müssen somit in der Simulation nicht nachgebildet werden.
- In dem Phasenwinkel ist die wesentliche Information über das Nachführverhalten des Regelkreises enthalten. Zusätzlich wird damit der Einfluss der Dopplerverschiebung berücksichtigt, die die wesentliche Eingangsgröße der Simulation darstellt. Entsprechend ist er in die Simulation aufzunehmen.
- In der Amplitude ist das Signal-zu-Rausch-verhältnis enthalten, das wesentlichen Einfluss auf das Korrelations- und Nachführverhalten hat. Entsprechend ist es in die Simulation einzubeziehen.
- Das Empfängerrauschen beeinflusst ebenfalls das Verhalten der Phasenregelkreise und ist entsprechend zu berücksichtigen.

Aus dieser Zusammenstellung in Verbindung mit Gl. (3.1.1a-c) lässt sich erkennen, dass das dynamische Verhalten wesentlich durch den Doppleranteil beeinflusst wird. Neben dem aus der Satellitenbewegung resultierenden Anteil bildet sich hierin auch die Fahrzeugdynamik ab. Der Doppleranteil bleibt beim Heruntermischen des Signals in das Basisband erhalten und kann als Offset zur Nominalfrequenz betrachtet werden. Da die wesentliche Aufgabe von DLL und Costas Loop nun darin besteht, diesen Offset auszuregeln, reicht es im Rahmen dieser Simulation aus, ein entsprechendes Dopplerprofil als Eingangsgröße zu verwenden. Konkrete Anforderungen an ein Testprofil sowie deren Umsetzung werden in Abschnitt 3.1.7 dargestellt.

Unter Berücksichtigung dieser Zusammenhänge und der Abbildung 3.1.1 ergibt sich die in Abbildung 3.1.2 dargestellte Blockstruktur für die Korrelatoren von Code- und Phasenregelkreis.

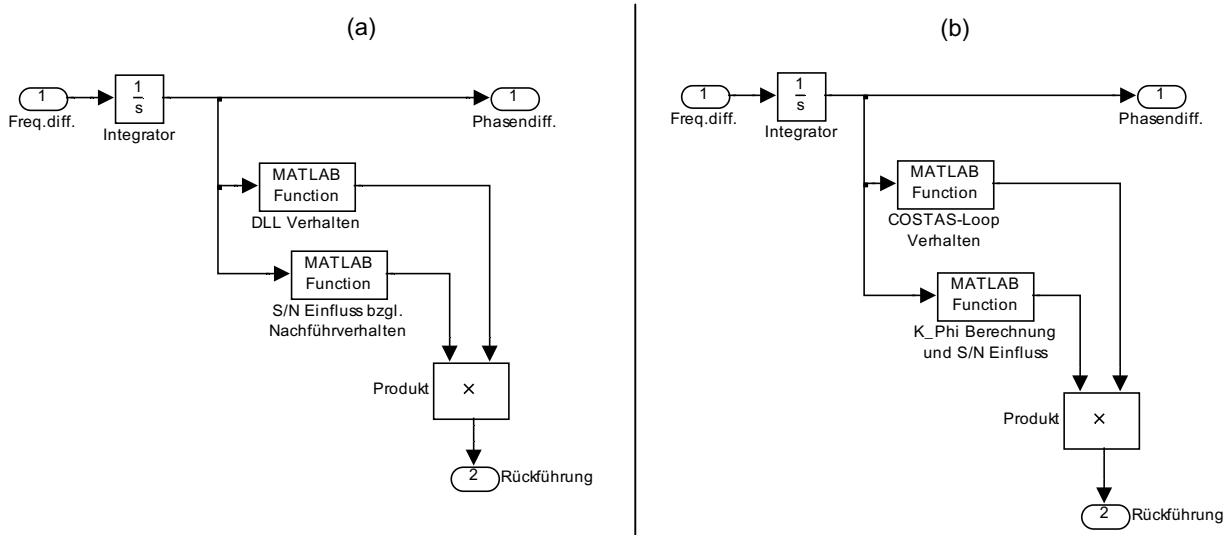


Abbildung 3.1.2: Korrelatoren von (a) Code- und (b) Phasenregelkreis

Die Eingangsgröße (vgl. Abbildung 3.1.1) stellt die Differenz aus Dopplerprofil und DCO-Frequenz dar. Es zeigt sich, dass die Berücksichtigung der Nominalfrequenz keine zusätzlichen Informationen gebracht hätte und an dieser Stelle herausfallen würde. Die Differenz zwischen Eingangsprofil und DCO-Frequenz ist somit ein Maß dafür, wie gut der Regelkreis der Anregung folgen kann.

Wie im Anhang in Gl. (7.A.3) dargestellt wird, ist das Ergebnis eines Mischprozesses zweier Signale in einem Phasenregelkreis proportional zum Sinus der Differenz der Phasenlagen der einzelnen Signale. Für kleine Winkel (und damit kleine Phasendifferenzen) kann der Sinus durch sein Argument ersetzt werden.

$$S_{ext} \cdot S_{int} \sim \sin(\varphi_{ext} - \varphi_{int}) \approx (\varphi_{ext} - \varphi_{int})$$

$$\varphi_{ext} - \varphi_{int} = \int \omega_{ext} dt - \int \omega_{int} dt = \int (\omega_{ext} - \omega_{int}) dt$$

Gl. (3.1.2 a, b)

Wie Gl. (3.1.2 b) zeigt, ergibt die Integration der Frequenzdifferenz beider Signale, die ja die Eingangsgröße dieses Funktionsblocks darstellt, direkt den Phasenfehler des DLLs bzw. des Costas-Loops. Nach einer geeigneten Skalierung wird er als Schrägentsfernungsfehler des entsprechenden Loops ausgegeben. Zusätzlich dient dieser Phasenfehler als Eingangsgröße des eigentlichen Korrelationsprozesses sowie der Berechnung der weiteren Einflussparameter. Im Fall des Code-Regelkreises geschieht dies in den Blöcken „DLL Verhalten“ und „S/N Einfluss bzgl. Nachführverhalten“ und für den Costas Loop entsprechend in den Blöcken „Costas Loop Verhalten“ und „K_Phi Berechnung und S/N Einfluss“, deren Funktion im weiteren dargestellt werden soll.

3.1.3 Der Korrelationsprozess

Ähnlich, wie zuvor der Mischprozess zweier modulierter Signale auf die Integration einer Frequenzdifferenz zurückgeführt werden konnte, soll in diesem Abschnitt die Repräsentation der Korrelationsprozesse von Code- und Trägerphasenregelkreis in der Simulation dargestellt werden.

Wie bei der Beschreibung des Funktionsprinzips des DLLs bereits gezeigt, beruht die Schrägentfernungsmessung auf der Auswertung der Korrelationsergebnisse dreier interner Codes mit dem empfangenen Satellitencode. Nach [8] lässt sich das Ergebnis der Autokorrelation eines periodischen Pseudo-Rausch-Binärsignals, wie es hier ja vorliegt (vgl. Gl. (3.1.1 a)), mathematisch vereinfacht wie folgt beschreiben (vgl. Abbildung 3.1.3a) :

$$R(\tau) = \begin{cases} a^2 \left(1 - \frac{|\tau|}{T_C} \right) & |\tau| \leq T_C \\ 0 & |\tau| > T_C \end{cases}$$

Gl. (3.1.3)

Die Variable τ beschreibt dabei die Verschiebung der Signale gegeneinander, T_C die Dauer eines Code-Bits und die übrigen Größen sind identisch wie in Gl. (3.1.1) eingeführt. Hieraus wird ersichtlich, dass das Ergebnis der Korrelation für zeitlich nicht verschobene Signale maximal wird, für Verschiebungen größer ein Bit sich jedoch zu Null ergibt. Die sich ergebende typische dreieckige Korrelationskennlinie ist in Abbildung 3.1.3a dargestellt. Bildet man die Differenz der beiden zeitlich gegeneinander verschobenen Korrelationskennlinien für Early- und Late-Code, so ergibt sich die Regelkennlinie gemäß Abbildung 3.1.3b.

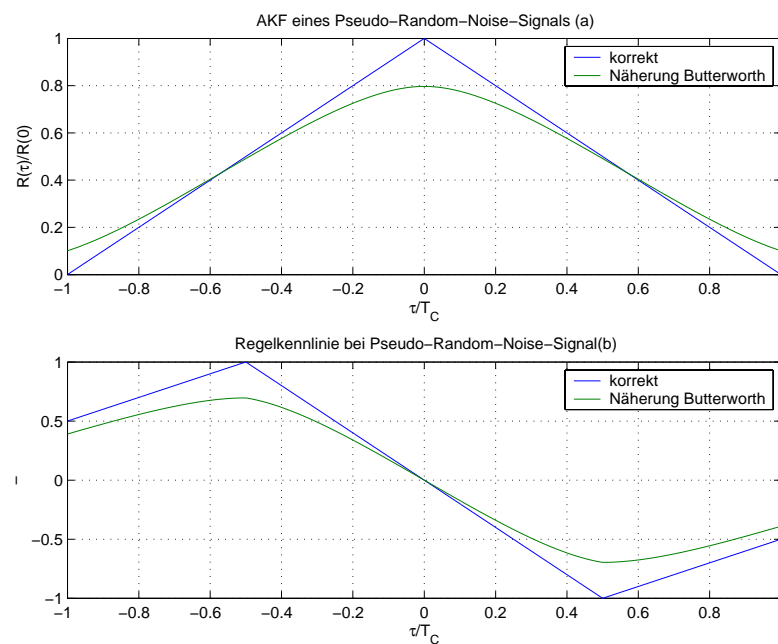


Abbildung 3.1.3: (a) Autokorrelationsfunktion und (b) Regelkennlinie für ein ideales und ein bandbreitenbegrenztes PRN-Signal

Der abgeleitete Zusammenhang beschreibt den Fall eines idealen, nicht bandbreitenbegrenzten Signals. Im realen Umfeld eines Satellitennavigationsempfängers trifft die idealisierte Vorstellung eines in seiner Bandbreite nicht begrenzten Signals natürlich nicht zu. Konkret erfolgen ein oder mehrere Bandpassfilterungen beim Heruntermischen des Satellitensignals in das Basisband. Diese Präkorrelationsfilter sind in der Praxis gewöhnlich durch ein Surface Acoustic Wave Filter (SAW) realisiert. Als Beispiel ist in Abbildung 3.1.4 das Übertragungsverhalten des SAW-Filters dargestellt, das bei Chipsätzen der Firma Zarlink Semiconductors (ehemals GEC Plessey Semiconductors) in der zweiten Mischstufe (Mittenfrequenz der 2. ZF: 35,42MHz) eingesetzt wird.

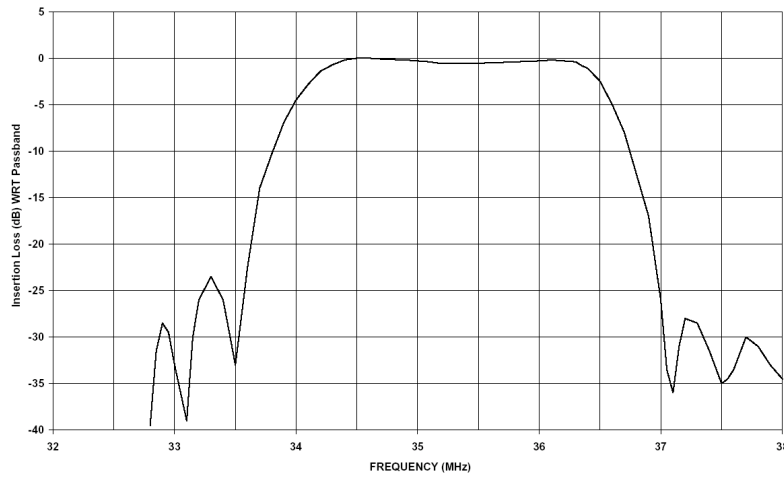


Abbildung 3.1.4: Übertragungsverhalten eines Dynex DW9255 SAW-Filters, eingesetzt in der 2. Mischstufe des GPS Architect der Firma Zarlink Semiconductors [30]

Nach [8] lässt sich ein solches Filter mathematisch als Butterworthfilter höherer Ordnung (größer 5. Ordnung) darstellen. Wird mit einem solchen Filter gerechnet, lässt sich das Ergebnis der Autokorrelation mathematisch nicht mehr geschlossen darstellen. Um jedoch den grundsätzlichen Einfluss der Bandbreitenbegrenzung des Signals auf die Korrelationskennlinie zu beschreiben, wurde dort mit einem Filter 1. Ordnung die AKF des Satellitensignals abgeleitet. Diese Näherung ergibt sich zu (vgl. [8]):

$$R_f(\tau) = a^2 \left[\left(1 - \frac{\tau}{T_C} \right) - \frac{e^{-c\tau/T_C}}{c} + \frac{e^{-c|1-\tau/T_C|} + e^{-c(1+\tau/T_C)}}{2c} \right]$$

$$c = T_C / T_{ZF}$$

Gl. (3.1.4 a, b)

Dabei beschreibt T_{ZF} die Zeitkonstante des Filters. Alle anderen Größen wurden bereits eingeführt. Werden für den zu simulierenden Satellitennavigationsempfänger typische Werte eingesetzt, so ergeben sich für Autokorrelationsfunktion und Regelkennlinie die ebenfalls in Abbildung 3.1.3 dargestellten Verläufe.

Um das Integral der Autokorrelationsfunktion noch analytisch lösen zu können, wurde in der eben zitierten Ableitung mit einem Butterworthfilter 1. Ordnung gerechnet. Wie bereits erwähnt, müsste für die realistische Nachbildung eines SAW-Filters jedoch ein Filter wesentlich höherer Ordnung gewählt werden. Da für die Simulation eine analytische Darstellung des Bandbreiteneinflusses wünschenswert wäre, wird im folgenden ein anderes, mathematisch sehr einfaches Modell abgeleitet und für die weitere Umsetzung in der Simulation verwendet.

Ausgegangen wird von einem Signal mit einer einfachen Bitfolge, wie es in Gl. (3.1.5) dargestellt ist:

$$f(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T_c \\ 0 & T_c \leq t < 2T_c \end{cases}$$

Gl. (3.1.5)

Um den Einfluss einer Bandbreitenbegrenzung auf ein solches Signal zu untersuchen, wird es zunächst mit Hilfe der Fourier-Analyse als Reihe harmonisch verwandter Sinus- und Cosinus Funktionen dargestellt (vgl. Abbildung 3.1.5). Diese Darstellung ist für jeden periodischen Vorgang möglich. Bei dem Signal nach Gl. (3.1.5) ergibt sich die Periodizität durch mehrfaches Aneinanderhängen der Bitfolge. Gl. (3.1.6 a - d) sind die Definitionsgleichungen der Fourier-Reihe sowie der Fourier-Koeffizienten, wie sie in [18] dargestellt sind.

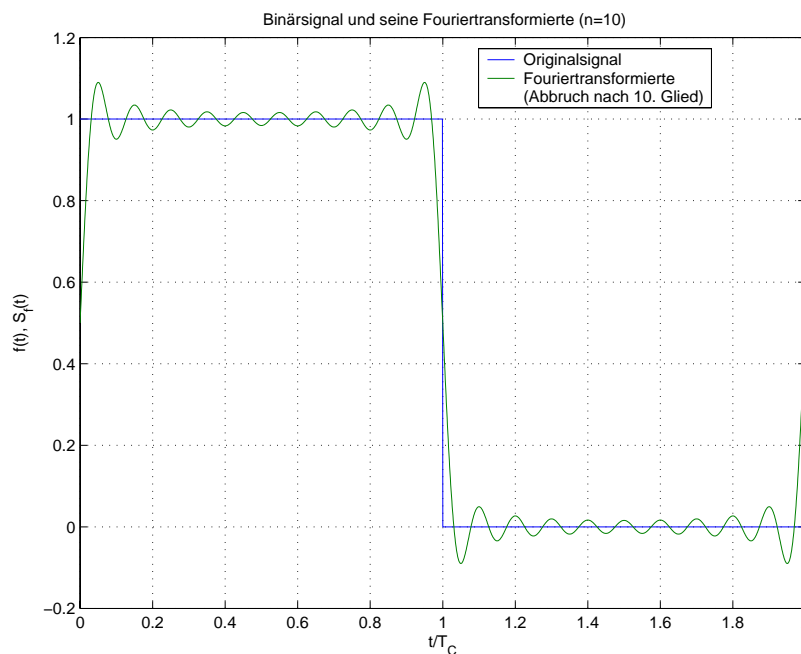


Abbildung 3.1.5: Einfaches Binärsignal und seine Fouriertransformierte (Abbruch nach dem 10. Reihenglied)

$$S_f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{ik\omega t} = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t))$$

$$c_k = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-ik\omega t} dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt$$

Gl. (3.1.6 a – d)

f	Ausgangsfunktion
S_f	Fourier-Transformierte der Ausgangsfunktion
c_k, a_n, b_n	Fourier-Koeffizienten
T	Periodendauer des Signals
ω	Kreisfrequenz

Wird Gl. (3.1.5) entsprechend eingesetzt und die Fourier-Koeffizienten berechnet, so lässt sich das Signal durch folgende Fourier-Reihe darstellen:

$$S_f(t) = 0,5 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{(2n-1)\pi} \sin\left((2n-1)\frac{\pi}{T_C}t\right)$$

Gl. (3.1.7)

Die Fourier-Koeffizienten für $n > 2$ stellen die komplexen Amplituden der n -ten Oberschwingung dar. Eine Bandpassfilterung bedämpft alle Schwingungsanteile, die außerhalb ihres Durchlassbereichs liegen. Dementsprechend kann sie mathematisch durch den Abbruch der Fourier-Reihe nach dem entsprechenden Reihenglied dargestellt werden. Für den zu simulierenden Empfänger liegt die Mittenfrequenz der ins Basisband heruntergemischten ZF bei 4,3MHz. Wie sich [11] entnehmen lässt, beträgt die Bandbreite des zugehörigen SAW-Filters 3MHz. Bei einer Chip-Rate von 1,023MHz hat der Abbruch der Fourier-Reihe nach dem ersten Reihenglied zu erfolgen. Für den intern erzeugten PRN-Code gilt eine ähnliche Begrenzung. Im gesamten digitalen Bereich des Empfängers wird mit einer Abtastrate von 5,71MHz gearbeitet. Um das Shannon'sche Abtasttheorem nicht zu verletzen, kann dabei eine maximale Frequenz von 2,8MHz dargestellt werden. Auch dies entspricht einem Abbruch nach dem ersten Reihenglied. Damit ergibt sich aus Gl. (3.1.7) für das gefilterte Signal:

$$S_{fb} = 0,5 + \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{T_C}t\right)$$

Gl. (3.1.8)

Mit Hilfe der Definitionsgleichung der Autokorrelationsfunktion Gl. (3.1.9), wie sie beispielsweise [24] entnommen werden kann, lässt sich nun der Verlauf von Korrelationspeak und Regelkennlinie berechnen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.1.6 dargestellt. Zum Vergleich sind noch einmal die zuvor beschriebenen Darstellungen für den nicht bandbreitenbegrenzten Fall sowie für das Butterworthfilter 1. Ordnung mit abgedruckt. Für das Simulationsmodell wird die zuletzt abgeleitete Darstellung verwendet. In dem Funktionsblock „DLL Verhalten“ des Simulationsmodells wird diese Regelkennlinie verwendet, um aus dem Phasenfehler einen Teil der Rückführgröße des Regelkreises zu berechnen (vgl. Abbildung 3.1.2a).

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int f(t) \cdot f(t + \tau) dt$$

Gl. (3.1.9)

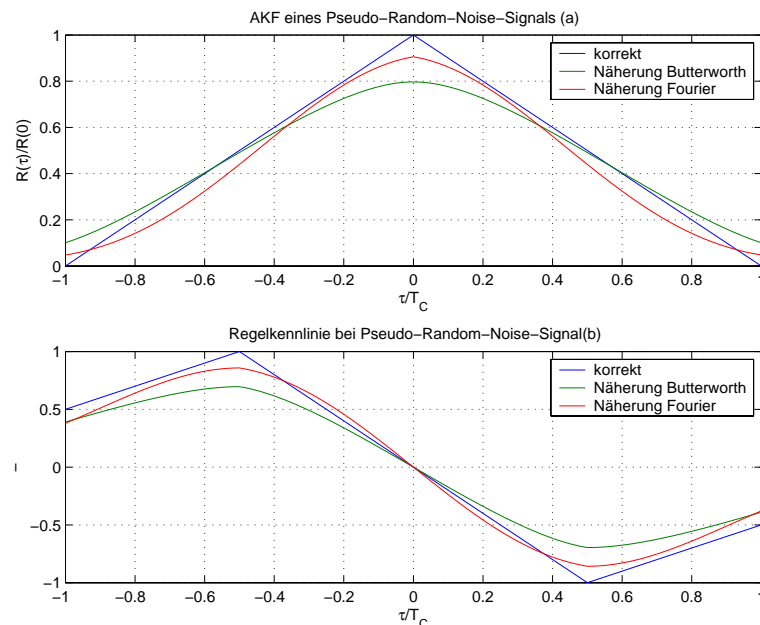


Abbildung 3.1.6: (a) Autokorrelationsfunktion und (b) Regelkennlinie für ein ideales und ein bandbreitenbegrenztes (Butterworth / Fourier) PRN-Signal

Während es beim DLL um die Korrelation binär codierter PRN-Signale ging, wird im Costas Loop das sinusförmigen Trägersignals rekonstruiert. Neben der bereits in Abschnitt 2.2.1 beschriebenen Dekodierung der Navigationsdaten liegt eine für das integrierte System wesentliche Aufgabe des Costas Loops in der Messung des Phasenwinkels der Trägerphase. Aufgrund des überlagerten starken Rauschens ist diese Messung am Eingangssignal nicht möglich. Da jedoch im Trägerphasenregelkreis das intern vom DCO generierte Signal in Frequenz und Phase durch den Regler dem Eingangssignal nachgeführt wird, kann diese Phasenwinkelmessung an dem internen, unverrauschten Signal durchgeführt werden. Damit wird aber auch deutlich, dass die Auslegung des Reglers wesentlichen Einfluss auf den resultierenden Regelfehler, und damit direkt auf den sich aus der Phasenmessung ergebenden Schrägentsfernungsfehler hat. In Tabelle 7.A.1 im Anhang sind verschiedene Regler mit ihren verbleibenden stationären Regel Fehlern für verschiedene Anregungen aufgeführt.

Bei der weiter oben dargestellten Funktionsweise des Trägerphasenregelkreises (vgl. Abschnitt 2.2.1) wurde bereits gezeigt, dass in der Rückführung des Costas Loops eine Mischung der Signale von I- und Q-Kanal stattfindet. Diese Verknüpfung der Signale kann auf zwei Arten erfolgen: zum einen durch eine Multiplikation oder zum anderen durch eine Division. Die sich hieraus ergebenden Regelkennlinien sind in Abbildung 3.1.7 dargestellt.

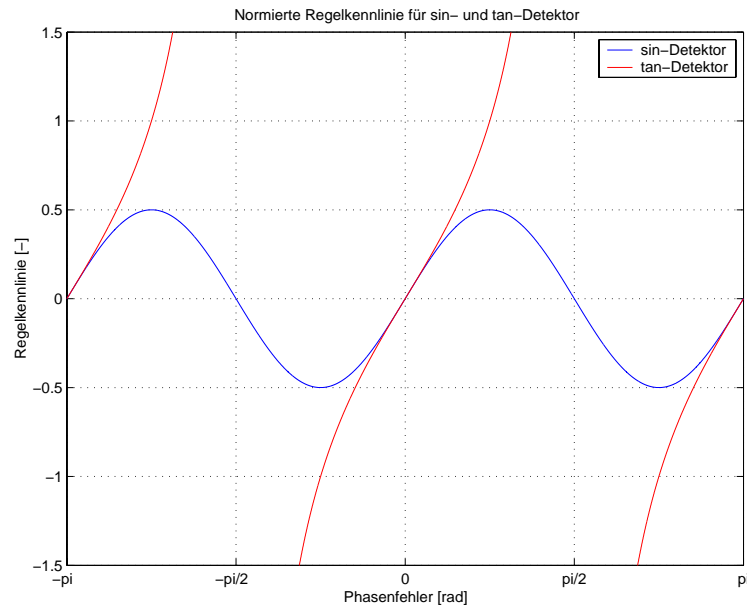


Abbildung 3.1.7: Regelkennlinien des Costas Loops für Sinus- und Tangens-Detektor

Es lässt sich leicht erkennen, dass sich im einen Fall eine zum Sinus des doppelten Phasenfehlers proportionale Kennlinie ergibt, im anderen eine zum Tangens des Phasenfehlers. In vielen Darstellungen wird von einer linearen Kennlinie ausgegangen. Für kleine Phasenfehler ist diese Annahme sicherlich zulässig. Für größere Regelabweichungen zeigen sich jedoch die Unterschiede beider Auslegungsvarianten. Die Ausrastbedingung für Phasenregelkreise liegt bei einem Phasenfehler von $\pm \pi/2$. Die in der Abbildung dargestellten Bereiche außerhalb dieses Intervalls repräsentieren die Phasenmehrdeutigkeiten. Weiterhin lässt sich schlussfolgern, dass der nutzbare Regelbereich in beiden Fällen deutlich unterhalb der theoretischen Ausrastgrenze liegt. Bei der Sinus-Kennlinie wird mit zunehmendem Phasenfehler die Regelverstärkung immer schwächer, bis sich bei $\pm \pi/4$ schließlich eine waagerechte Tangente ergibt. Ab diesem Punkt wird die Kennlinie sogar mehrdeutig und ist für eine Regelung der Phasenlage des Costas Loops nicht mehr geeignet. Die Tangens-Kennlinie zeigt hingegen ein deutlich besseres Verhalten. Mit zunehmendem Phasenfehler wird die Tangente an der Regelkennlinie steiler, was einer Erhöhung der Regelverstärkung entspricht. Aufgrund des tangentialen Verlaufes existiert aber auch für diese Kennlinie nur ein eingeschränkter Bereich, in dem der Regelkreis stabil arbeitet.

Bei dem in dieser Simulation nachgebildeten Empfänger ist die dritte Mischstufe des Costas Loops über eine Tangens-Diskriminatorkennlinie realisiert. Entsprechend ist die Regelkennlinie im Simulationsblock „Costas Loop Verhalten“ umgesetzt.

3.1.4 Die Verstärkungsfaktoren von DLL und Costas Loop

Im vorhergehenden Kapitel wurden die normierten Regelkennlinien der beiden Phasenregelkreise abgeleitet. Im folgenden sollen die Verstärkungsfaktoren bestimmt werden, die zur jeweiligen Berechnung der Rückführung des Regelkreises benötigt werden. Die wesentliche Größe zu ihrer Bestimmung ist neben dem eigentlichen Phasenfehler das Signal-zu-Rausch-Verhältnis des Empfängers. Waren die bisher dargestellten Zusammenhänge sehr allgemein und auf nahezu jeden GNSS-Empfänger übertragbar, so beinhaltet dieser Abschnitt sehr speziell auf den simulierten Empfänger abgestimmte Kenngrößen. Zwar sind die dargestellten Einflussgrößen sowie ihre Ermittlung grundsätzlich übertragbar, aber die daraus resultierenden numerischen Kenngrößen sind spezifisch für den simulierten GEC-PLESSEY Empfänger.

$$k_{\varphi}(x_1) = \sqrt{2 \cdot NFl \cdot \left[10 \cdot \log \left(\frac{BW_S}{2 \cdot BW_L} \right) + S2N_{nom} \right]} \cdot P_{Pl} \cdot \frac{1}{\cos^2(x_1)}$$

Gl. (3.1.10)

k_{φ}	Verstärkungsfaktor des Costas Loops
x_1	Phasenfehler
NFl	Grundrauschen (Noise Floor)
BW_S	Bandbreite des Signals
BW_L	Bandbreite des Regelkreises
$S2N_{nom}$	Nominales Signal/Rausch-Verhältnis des Kanals
P_{Pl}	Skalierungsfaktor des Plessey-Empfängers

Gl. (3.1.10) stellt die Bestimmungsgleichung für den Verstärkungsfaktor k_{φ} des Costas Loops dar. Auf die einzelnen Parameter soll im folgenden nur insofern eingegangen werden, als sie einen physikalischen Hintergrund haben. Die verbleibenden Größen sind implementationsbedingte Skalierungsfaktoren dieses speziellen Empfängers.

Eine wesentliche Rolle bei der Bildung des Verstärkungsfaktors k_{φ} spielt das Signal/Rausch-Verhältnis. Es setzt sich aus mehreren Komponenten zusammen (vgl. Gl. (3.1.10)): dem nominellen Signal/Rausch-Verhältnis des entsprechenden Kanals, einer Kombination der Bandbreiten von Regelkreis und Signal und dem Grundrauschen des Empfängers (Noise Floor). Während das nominelle Signal/Rausch-Verhältnis eine übliche Kenngröße ist, die von den meisten Empfängern standardmäßig ausgegeben wird, handelt es sich bei dem Noise Floor um eine empfangertypische Größe, die für jeden Typ separat ermittelt werden muss. Die Bandbreite des Phasenregelkreises wird durch die Zeitkonstanten des verwendeten Reglers bestimmt (vgl. Abschnitt 3.1.5), die Signalbandbreite wird durch die bereits erwähnten SAW-Filter beim Heruntermischen in das Basisband vorgegeben.

Der Signal/Rausch-Gewinn des Costas Loops lässt sich bei bekannten Bandbreitenparametern gemäß folgender Formel bestimmen:

$$S2N_{L,dB} = S2N_{i,dB} + 10 \log \left(\frac{BW_S}{BW_L} \right)$$

Gl. (3.1.11)

$S2N_{L,dB}$	Störabstand am Ausgang des PLL
$S2N_{i,dB}$	Störabstand am Eingang des PLL
BW_S	Bandbreite des Signals
BW_L	Bandbreite des Regelkreises

Der Quotient der beiden Bandbreiten stellt somit den Korrelationsgewinn dar. Er wird um so höher, je kleiner die Rauschbandbreite, und damit die Resonanzfrequenz des PLL gewählt wird. Auslegungsgrenze hierfür ist die maximale Dynamik, der der Regelkreis noch folgen können soll, ohne den Satelliten zu verlieren.

Für den vorliegenden Empfänger sollen die physikalischen Zusammenhänge für das Grundrauschen anhand einer vereinfachten Modellvorstellung abgeleitet werden. Dabei wird davon ausgegangen, dass genau dann am Ausgang des Korrelators nur das Grundrauschen anliegt, wenn Eingangs- und intern generiertes Signal völlig unkorreliert sind. Wie in [10] dargestellt, wird das auf eine Bandbreite von 1,8MHz heruntergemischte Eingangssignal mit einer Taktrate von 5,714MHz abgetastet. Die möglichen Ergebnisse dieser 2-Bit Abtastung sind dabei [-3 -1 +1 +3], die in einem 14 Bit breiten Akkumulator über 1ms aufintegriert werden. Die AGC (Automatic Gain Control) ist dabei so ausgelegt, dass diese vier möglichen Werte mit einer prozentualen Verteilung gemäß [15% 35% 35% 15%] auftreten. Damit ergibt sich eine Varianz von $\sigma^2 = 3,4$ und ein Mittelwert von Null. Das intern generierte Signal entspricht einer abgetasteten Sinusschwingung und lässt sich gemäß [+2 +2 +1 -1 -2 -2 -1 +1] über eine Schwingungsperiode darstellen. Wird diese Folge nun mit den möglichen Eingangswerten multipliziert, ergeben sich quadratische Mittelwerte von 22,5 für ± 3 bzw. 2,5 für ± 1 . Werden diese Werte schließlich noch mit der Wahrscheinlichkeit ihres Auftretens multipliziert, so ergibt sich bei Integration über 1ms ein Akkumulatorinhalt von 48571. Dieser numerische Wert entspricht somit dem Grundrauschen in einem Arm des Costas Loops (I^2 bzw. Q^2 -Wert von In-Phase- bzw. Quadrature-Kanal), wenn Eingangs- und lokal generiertes Signal völlig unkorreliert sind. Der Faktor 2 in Gl. (3.1.10) ergibt sich aus der Tatsache, dass beim Costas Loop die Summe aus I- und Q-Kanal gebildet wird, die Wurzel beschreibt den Umstand, dass beide Signale quadriert vorliegen (vgl. Abbildung 2.2.1). Die Messung an einem Kanal ohne aufgeschalteten Satelliten bestätigt diese Ableitung.

Schließlich hängt der Verstärkungsfaktor k_ϕ noch von dem aktuellen Phasenfehler des Costas Loops ab. Auch hier soll ein Gedankenexperiment die Zusammenhänge verdeutlichen. Für Phasenfehler von 0° und 90° (Ausrastbedingung für den PLL) sollen die Akkumulatorinhalte der beiden Arme des Costas Loops betrachtet werden. Für ein gegebenes Signal/Rausch-Verhältnis (S/N) ergibt sich somit bei maximaler Korrelation für den Ausdruck unter der Wurzel das Produkt aus Grundrauschen und dem entsprechenden S/N. Aufgrund der Signalverschiebung des internen Signals zwischen beiden Zweigen des Costas Loops

liegt am Punkt maximaler Korrelation im I -Zweig keine Korrelation für den Q -Zweig vor und umgekehrt. Entsprechend gilt für die Akkumulatorwerte folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned} |I|_{PE=0^\circ} &= |Q|_{PE=90^\circ} = \sqrt{S2N_L \cdot NFI} \\ |Q|_{PE=0^\circ} &= |I|_{PE=90^\circ} = \sqrt{NFI} \end{aligned}$$

Gl. (3.1.12)

Die Werte, die zwischen diesen beiden Extremwerten liegen, lassen sich jedoch gerade durch den Verlauf der Regelkennlinie beschreiben. Diese wird im Fall des simulierten Empfängers, wie weiter oben bereits dargestellt, durch eine Tangensfunktion beschrieben. Ihre Steigung in dem jeweiligen Arbeitspunkt (gegeben durch den aktuellen Phasenfehler) ist durch die erste Ableitung gegeben. Hieraus ergibt sich der Cosinus-Term in Gl. (3.1.10). Mit Hilfe dieser Steigung der Kennlinie im jeweiligen durch den Phasenfehler bestimmten Arbeitspunkt kann der Skalierungsfaktor der Regelkreisverstärkung k_φ berechnet werden.

Für den DLL kann die Regelkreisverstärkung auf ähnliche Weise berechnet werden. In diesem Fall wird der Skalierungsfaktor jedoch nicht durch die Ableitung der Tangensfunktion bestimmt, sondern wird numerisch aus der aufgrund der dargestellten Bandbreitenbegrenzung deformierten Regelkennlinie des Coderegelkreises berechnet.

3.1.5 Die Regler von DLL und Costas Loop

In Phasenregelkreisen können verschiedene Regler realisiert werden. Im Anhang 7.A ist dargestellt, welche Auswirkungen die Wahl unterschiedlicher Regler auf den Regelkreis hat. Im vorliegenden Fall handelt es sich um einen PLL zweiter Ordnung, der mit einem PI-Regler realisiert ist. Abbildung 3.1.8 zeigt die Umsetzung im Simulationsmodell.

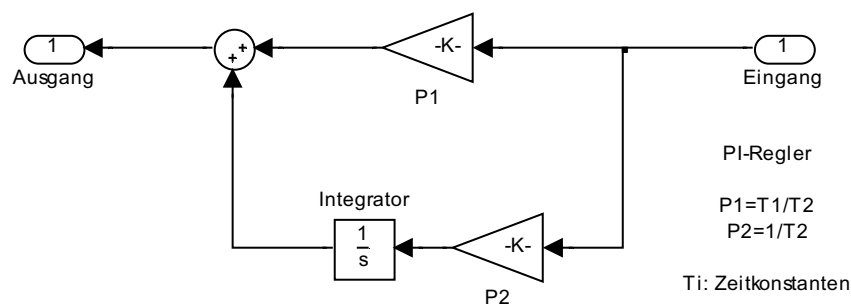


Abbildung 3.1.8: Blockschaltbild des Regler für DLL bzw. Costas-Loop

$$\begin{aligned} y_i &= y_{i-1} + \frac{T_2}{T_1} \cdot \left(x_i - x_{i-1} + \frac{\Delta T}{T_2} \cdot x_i \right) \\ &= y_{i-1} + c_1 \cdot (x_i - x_{i-1}) + c_2 \cdot x_i \end{aligned}$$

Gl. (3.1.13 a, b)

x_i, y_i	Ein- und Ausgangsgröße des Reglers zum diskreten Zeitpunkt i
x_{i-1}, y_{i-1}	Ein- und Ausgangsgröße des Reglers zum vorhergehenden diskreten Zeitpunkt $i-1$
T_1, T_2	Zeitkonstanten des PI-Reglers
ΔT	Schrittweite der diskreten Filterrechnung
c_1, c_2	Konstanten zur Implementation des Reglers

Gl. (3.1.13 b) beschreibt die diskrete rekursive Implementierung des Reglers in der Steuer- software des PLESSEY-Empfängers. Der Zusammenhang zwischen den in der Implementati- on verwendeten Konstanten c_1 und c_2 sowie den Zeitkonstanten des Reglers ist der Gleichung zu entnehmen. Um den physikalischen Hintergrund dieser Konstanten näher zu be- leuchten, kann nach [10] geschrieben werden:

$$c_1 = \frac{2 \cdot D \cdot \omega_n}{K}$$

$$c_2 = \frac{\Delta T \cdot \omega_n}{2 \cdot D}$$

Gl. (3.1.14)

Dabei beschreibt D die Dämpfung und ω_n die Eigenfrequenz des Regelkreises. K fasst die zuvor berechnete Regelkreisverstärkung k_ϕ sowie den Verstärkungsfaktor des DCOs K_0 zusammen. Auflösen und einsetzen der beiden Gleichungen führt schließlich zu den Ausdrü- cken für Dämpfung und Eigenfrequenz (vgl. Gl. (3.1.15 a, b)). Eine entsprechende Umstel- lung ergibt die zwei Zeitkonstanten des Reglers (vgl. Gl. (3.1.15 c, d)).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\Delta T} \cdot c_1 \cdot c_2} \quad D = \frac{1}{2} \sqrt{K \cdot \Delta T \cdot \frac{c_1}{c_2}}$$

$$T_2 = \frac{2 \cdot D}{\omega_n} \quad T_1 = \frac{T_2}{c_1}$$

Gl. (3.1.15 a – d)

Neben Dämpfung und Eigenfrequenz gibt es noch verschiedene weitere Größen, die einen Phasenregelkreis beschreiben. Dazu gehören unter anderem die zuvor schon erwähnte Sig- nal- und Rauschbandbreite sowie Halte-, Fang- und Ziehbereich des PLL. Die entsprechen- den mathematischen Zusammenhänge sind in [3] und [10] dargestellt. Wie sich Gl. (3.1.13b) entnehmen lässt, stehen bei Verwendung eines PI-Reglers nur zwei Parameter zur Einstel- lung aller Größen zur Verfügung. Wird also beispielsweise eine Kombination aus Eigenfre- quenz und Dämpfung gewählt, ergeben sich alle anderen Parameter des PLL zwingend dar- aus und sind nicht mehr individuell einstellbar. Es ist bei der Auslegung darauf zu achten, dass die Optimierung einzelner Parameter aufgrund dieser engen Verkopplung an anderer Stelle möglicherweise zu einem inakzeptablen Verhalten des Regelkreises führen kann.

3.1.6 Die Oszillatoren im Simulationsmodell

Der letzte Hauptfunktionsblock im Simulationsmodell der Phasenregelkreise beschreibt die digital oder numerisch gesteuerten Oszillatoren (engl.: Digital Controlled Oscillator – DCO). Ihr Funktionsprinzip besteht darin, dass als Eingang ein numerischer ganzzahliger Wert vorgegeben wird, der den Oszillator am Ausgang mit einer entsprechenden Frequenz schwingen lässt. Abbildung 3.1.9 zeigt die Blockschaltbilder der DCOs von Code- und Trägerphasenregelkreis.

(a)



(b)

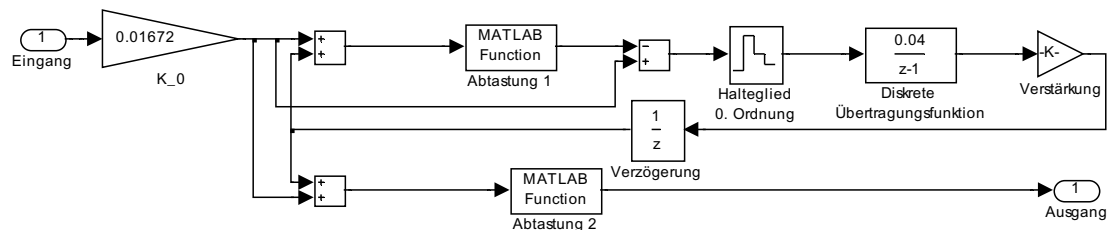


Abbildung 3.1.9: Blockschaltbilder der DCOs von (a) Costas Loop und (b) Delay Lock Loop

Der grundsätzliche Aufbau ist in beiden Fällen identisch: Als Eingang dient die Ausgangsgröße des jeweiligen PI-Reglers, danach erfolgt eine Skalierung und anschließend eine Abtastung des erhaltenen Wertes. Als Ausgang ergibt sich die Abweichung von der Nominalfrequenz.¹ Bei dem Code-DCO kommt noch ein sogenanntes Resolution-Enhancement hinzu, auf das später noch näher eingegangen wird.

Die wesentlichen Parameter, die das Verhalten des DCOs bestimmen, sind sein Verstärkungsfaktor K_0 und seine Auflösung. Beide Parameter sind äquivalent und eindeutig ineinander überführbar. Hieraus lässt sich direkt eine typische Eigenschaft dieser Oszillatoren ableiten: Im Gegensatz zu analogen VCOs (Voltage Controlled Oscillators) können sie nur mit diskreten Frequenzen schwingen und sind nicht stufenlos verstimmbar. Dieser Zusammenhang soll am Beispiel des zu simulierenden PLESSEY-Empfängers dargestellt werden.

Im vorliegenden Fall ist der DCO über ein 27 Bit breiten Akkumulator ausgelegt. Der Inhalt dieses Registers bestimmt die Frequenz, mit der der Oszillator schwingt. Die Nominalfre-

¹ Der reale DCO schwingt natürlich mit einer Frequenz, die sich aus der Nominalfrequenz und der durch den Regelkreis gegebenen Abweichung zusammensetzt. Wie jedoch weiter oben bereits erwähnt wurde, braucht in diesem Simulationsmodell die Nominalfrequenz nicht berücksichtigt zu werden, da sie sich bei der Differenzbildung zwischen Eingangssignal und Rückführung herausheben würde (vgl. Abschnitt 3.1.2).

quenz wird von dem Master-Takt des Empfängers abgeleitet und beträgt hier $f_{DCO,nom} = 40/7 \text{ MHz} \approx 5,714 \text{ MHz}$. Die minimal mögliche Änderung der Frequenz ergibt sich durch die Erhöhung oder Verringerung des Akkumulatorinhaltes um einen Zähler. Ausschlaggebend für die Auflösung des DCOs ist also die Wertigkeit des LSBs (Least Significant Bit – niederwertigstes Bit), die sich aus der Breite des digitalen Wortes (hier: 27) ergibt. Der Faktor $1/16$ in Gl. (3.1.16b) ist wieder ein durch die konkrete Implementation bedingter Skalierungsfaktor (vgl. [10]).

$$\begin{aligned}\Delta f_{DCO,min} &= f_{DCO,nom} \cdot 2^{-N} \\ &= 40/7 \text{ MHz} \cdot 2^{-27} \text{ unit}^{-1} = 42,57475 \text{ mHz/unit} = 0,2675 \text{ rad/s/unit}\end{aligned}$$

$$K_0 = \Delta f_{DCO,min} / 16 = 0,01672 \text{ rad/s/unit}$$

Gl. (3.1.16 a, b)

Nach der Abtastung des in das Basisband heruntergemischten Signals liegt dieses mit einer Frequenz von $f_{IF} \approx 1,4053968 \text{ MHz}$ vor. Durch Umstellung von Gl. (3.1.16 a) lässt sich der entsprechende theoretische Akkumulatorwert zu 33.010.104,55 berechnen. Da jedoch nur ganzzahlige Werte dargestellt werden können, ist der nächste mögliche Wert 33.010.105. Wird nun mit diesem Registerinhalt auf die tatsächlich resultierende DCO-Frequenz zurückgerechnet, ergibt sich ein Frequenzfehler von 19 mHz. Dieses Beispiel zeigt deutlich den Einfluss der diskreten Realisierung des Oszillators auf den Regelkreis. Die entsprechende Umsetzung für die Simulation erfolgt in dem Funktionsblock „Abtastung“ (vgl. Abbildung 3.1.9).

Wie später im Abschnitt 3.2 noch gezeigt wird, beeinflusst dieses Verhalten den Code-Regelkreis sehr nachteilig. Aus diesem Grund wurde das erwähnte Resolution Enhancement bereits im Rahmen einer früheren Arbeit eingeführt¹ (sowohl in der realen Implementation als auch in der Simulation; vgl. [29] Anhang A, [35]). Bei diesem Verfahren wird der Frequenzfehler, der sich aus der Differenz von Soll-Frequenz und darstellbarer Frequenz ergibt, über der Zeit aufintegriert. Dieser Wert wird zurückgeführt und zu der Soll-Frequenz addiert. Übersteigt er die halbe Auflösung, schwingt der Oszillator mit der nächsten darstellbaren diskreten Frequenz. Durch weiteres Aufintegrieren entwickelt sich der Fehler nun in die andere Richtung, bis sich der Vorgang mit umgekehrtem Vorzeichen wiederholt. Auf diese Weise ergibt sich eine Sägezahnfunktion um den wahren Wert.

3.1.7 Das Anregungsprofil

Nachdem in den vorhergehenden Abschnitten die einzelnen Module des Simulationsmodells der Phasenregelkreise dargestellt wurden, soll nun abschließend noch das für die Untersuchung verwendete Anregungsprofil beschrieben werden. Dabei handelt es sich um ein Profil, das in der ICD-GPS-204, „The Standard Receiver Performance Tests“, definiert wurde. Es wird durch Überlagerung einer Reihe von Ruck-Sprungfunktionen gebildet, deren Abfolge

¹ Aufgrund des deutlich besseren Verhältnisses von DCO-Auflösung zur darzustellenden Frequenz tritt dieses Problem beim Costas-Loop in deutlich geringerem Umfang auf, so dass hier keine entsprechenden Maßnahmen notwendig sind.

durch den maximalen Ruck, die maximale Beschleunigung sowie die Intervalle konstanter Beschleunigung und Geschwindigkeit vorgegeben werden (vgl. [20]). Dreimalige Integration dieses Ruck-Profiles führen zu einem entsprechenden Profil für die Beschleunigung, die Geschwindigkeit und die Position auf dem jeweiligen simulierten GPS-Kanal. Abbildung 3.1.10a zeigt einen solchen Satz Simulationsprofile.

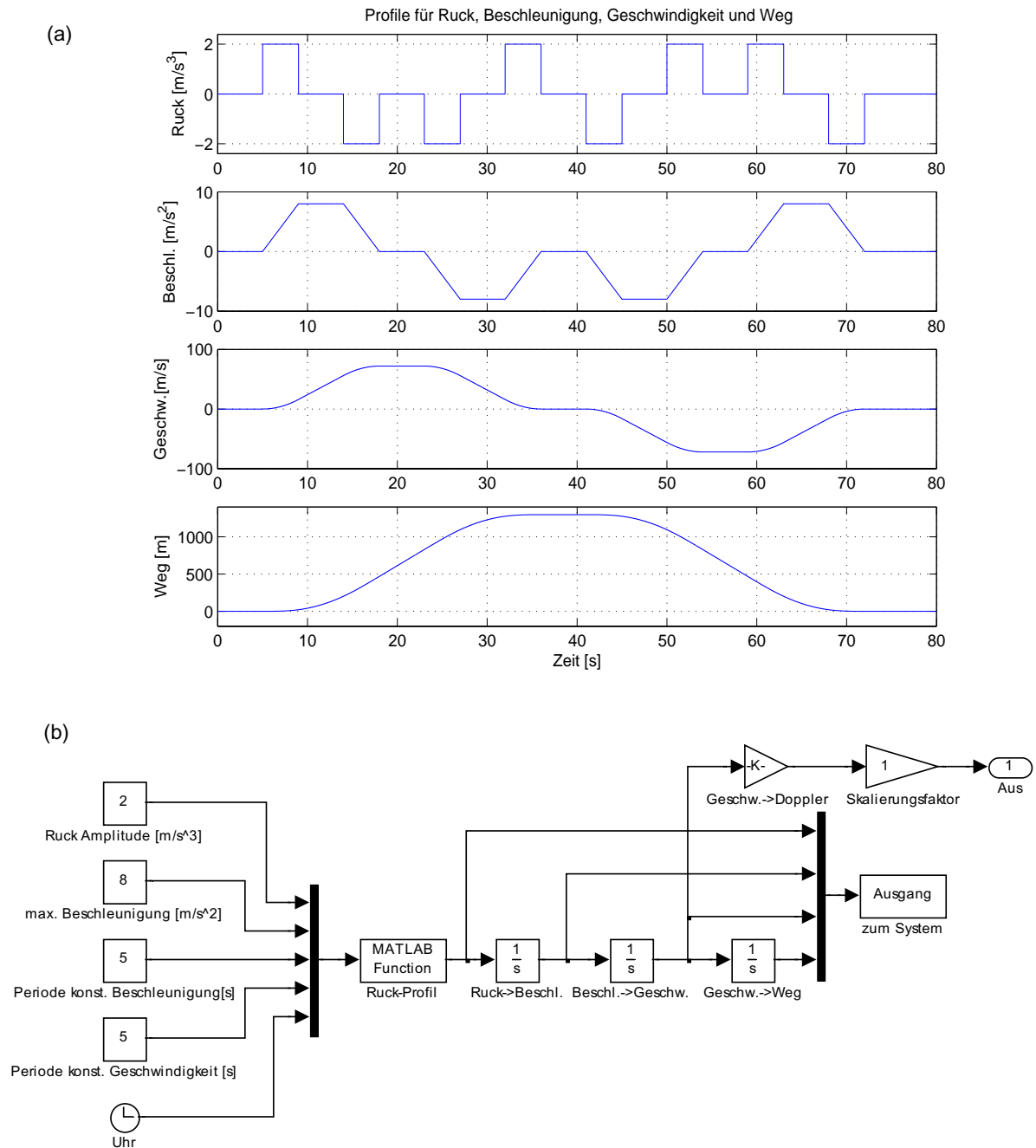


Abbildung 3.1.10: Anregungsprofil für die Simulation gemäß ICD-GPS-204 (a) und Umsetzung in der Simulation (b)

Das Simulationsprofil setzt sich aus den folgenden Elementen zusammen: Zunächst gibt es eine Periode konstanter Geschwindigkeit. Ein positiver Ruck führt zu einer Periode linear steigender Beschleunigung, an die sich (bei einem Ruck von Null) eine Periode konstanter

Beschleunigung anschließt. Ein negativer konstanter Ruck lässt die Beschleunigung wieder linear zu Null zurückgehen, woran sich eine Periode konstanter Geschwindigkeit anschließt. Diese Sequenz wiederholt sich mehrfach mit wechselnden Vorzeichen der Ruck-Anregung. Das sich daraus ergebende Profil für Beschleunigung, Geschwindigkeit und Weg kann der Abbildung entnommen werden. Die vier Parameter, die dieses Profil bestimmen, sind der maximale Ruck, die maximale Beschleunigung, die Dauer der Periode konstanter Beschleunigung sowie die Dauer der Periode konstanter Geschwindigkeit. In der Simulation sind diese Parameter durch die vier Konstanten auf der linken Seite von Abbildung 3.1.10 b einstellbar. Aus dem Quotienten von maximaler Beschleunigung und maximalem Ruck ergibt sich die Dauer des Ruck-Impulses.

In einem GPS-Empfänger äußert sich eine dynamische Anregung in Form einer Dopplerverschiebung des empfangenen Signals. Wie im Abschnitt 3.1.2 gezeigt wurde, ist die Eingangsgröße des Simulationsmodells genau das sich aus der Dynamik ergebende Doppler-Profil. Entsprechend wird aus dem Geschwindigkeitsprofil nach Abbildung 3.1.10a mit Hilfe der L_1 -Frequenz und der Lichtgeschwindigkeit der Verlauf der Dopplerfrequenz ermittelt und den Regelkreisen zugeführt. Da die Dopplerverschiebung von der Nominalfrequenz des Signals abhängt, ist in Abbildung 3.1.1 für den DLL der Skalierungsfaktor $1/1540$ eingefügt. Er spiegelt das Frequenzverhältnis von Code- und Trägerphase wider.

3.2 Simulationsergebnisse

Nachdem in den vorhergehenden Abschnitten der Aufbau des Simulationsmodells sowie das verwendete Anregungsprofil beschrieben wurden, sollen im folgenden einige Simulationsergebnisse dargestellt werden, die das Verhalten der beiden Phasenregelkreise DLL und Costas Loop unter dynamischem Einfluss aufzeigen. Abbildung 3.2.1 zeigt die resultierenden Schrägentfernungsfehler beider Regelkreise bei Verwendung des beschriebenen ICD-GPS-204 Testprofils. Zu beachten ist, dass die Rangefehler des DLLs in Metern, die Rangefehler des Costas Loops jedoch in Zentimetern aufgetragen sind.

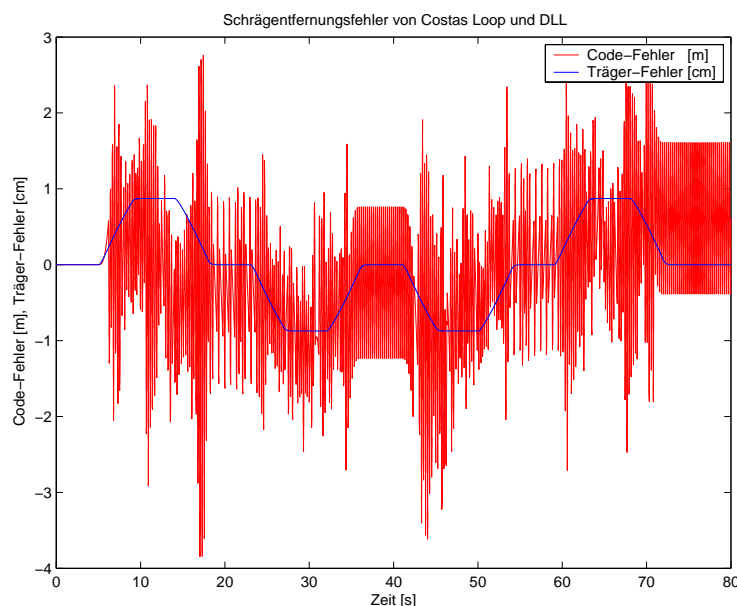


Abbildung 3.2.1: Schrägentfernungsfehler für Code- und Trägerphasenregelkreis bei dynamischer Anregung

Zunächst soll das Fehlerverhalten des Trägerphasenregelkreises (im Bild blau dargestellt) etwas näher betrachtet werden. Hier lassen sich die relevanten physikalischen Effekte deutlicher erkennen. Es fällt auf, dass der Verlauf des Rangefehlers sehr stark dem Verlauf der Beschleunigung aus dem Anregungsprofil ähnelt. Wird jedoch der Aufbau eines PLL zweiter Ordnung, wie er in Anhang 7.A abgeleitet wird, in die Betrachtung einbezogen, so erscheint dieses Ergebnis plausibel. Um dies zu veranschaulichen, sollen die einzelnen Abschnitte des Testprofils sowie die sich daraus ergebenden Reaktionen des Regelkreises detailliert betrachtet werden. Dazu ist in Tabelle 3.2.1 noch einmal ein Auszug aus der entsprechenden Tabelle aus [29] abgedruckt, der die stationären Regelfehler des linearen PLL bei Verwendung verschiedener Regler auflistet (hier die Zeile für den PI-Regler).

	<i>Regelabweichung für konst. Geschwindigkeit</i>	<i>Regelabweichung für konst. Beschleunigung</i>	<i>Regelabweichung für konstanten Ruck</i>
PI	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} - \frac{KT_2s + K}{s(T_1s^2 + KT_2s + K)}$ $= 0$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2} - \frac{KT_2s + K}{s^2(T_1s^2 + KT_2s + K)}$ $= \frac{T_1}{K}$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^3} - \frac{KT_2s + K}{s^3(T_1s^2 + KT_2s + K)}$ $\rightarrow \infty$

Tabelle 3.2.1: Stationäre Regelfehler für einen PLL mit PI-Regler (aus [29])

Im Intervall [0s:5s] liegt keine Anregung vor, entsprechend ist der resultierende Schrägentfernungsfehler ebenfalls Null. Darauf folgt ein Abschnitt konstanten Rucks, was einem linearen Anstieg der Beschleunigung entspricht. Die letzte Spalte der Tabelle gibt für diesen Fall einen stationären Regelfehler von ∞ an. Der Schrägentfernungsfehler verhält sich entsprechend: Solange der Ruck von Null verschieden ist, steigt der Schrägentfernungsfehler an. Dieser Anstieg wird nur dadurch unterbrochen, dass im Intervall [9s:14s] der Ruck auf Null zurückgeht und sich somit ein Intervall konstanter Beschleunigung ergibt. Für einen PLL zweiter Ordnung führt dies zu einem konstanten Regelfehler, was sich im Schrägentfernungsfehlerverlauf wiederfinden lässt. Nun erfolgt ein Ruck mit umgekehrtem Vorzeichen. Wieder ergibt sich ein linearer Verlauf für den resultierenden Schrägentfernungsfehler, der sich diesmal jedoch in umgekehrter Richtung entwickelt. Das zugehörige Geschwindigkeitsprofil der Anregung hat im Bereich des Rucks einen parabolischen, im Bereich konstanter Beschleunigung einen linearen Verlauf. Im sich daran anschließenden Intervall konstanter Geschwindigkeit [18s:23s] wird der Schrägentfernungsfehler des Costas Loops zu Null. Dies entspricht dem in der Tabelle dargestellten stationären Regelfehler für eine Anregung konstanter Geschwindigkeit. Mehrfache Wiederholung dieser Sequenz mit verschiedenen Vorzeichen führt zu dem dargestellten Verlauf des Schrägentfernungsfehlers für den Costas Loop. An dieser Stelle wird auch deutlich, warum das Testprofil in der ICD-GPS-204 in dieser Form gewählt wurde: Alle relevanten Anregungen sind vorhanden und so verknüpft, dass sie ein in sich geschlossenes Profil ergeben. Durch geeignete Dimensionierung der Eingangsgrößen (vgl. Abschnitt 3.1.7) lässt sich erreichen, dass Ruck, Beschleunigung, Geschwindigkeit und Weg zu Beginn und am Ende gleiche Werte annehmen, so dass das Testprofil zyklisch wiederholt werden kann. Ein weiterer Vorteil dieses Profils liegt darin, dass eine weitge-

hende Entkopplung der verschiedenen Anregungsarten vorliegt, so dass sich der Zusammenhang zwischen der Physik des Regelkreises und seinen Reaktionen sehr schön untersuchen lässt.

Mit Hilfe der oben dargestellten Zusammenhänge lässt sich der in Abbildung 3.2.1 gezeigte Verlauf des Schrägentfernungsfehlers des Costas Loops qualitativ recht gut erklären. Der genaue quantitative Verlauf ist mit Hilfe von Tabelle 3.2.1 jedoch nicht abzuleiten. Dies hat im wesentlichen zwei Gründe: Zum einen beschreibt die Tabelle das Verhalten eines linearisierten Regelkreises, wie es in Anhang 7.A dargestellt ist. Der zuvor beschriebene Aufbau des Simulationsmodells, und damit auch des realen Empfängers hat gezeigt, dass das Verhalten des Regelkreises an vielen Stellen eben nicht dieser linearisierten Vorstellung entspricht. Als Beispiel seien hier nur die tangensförmige Kennlinie sowie der von ihrer Steigung abhängige Verstärkungsfaktor k_φ genannt. Entsprechend führt eine Berücksichtigung dieser Effekte zu einem quantitativ anderen Verlauf, insbesondere in den Übergangsbereichen zwischen den verschiedenen Anregungen. Der zweite Grund liegt in eben diesem Übergangsverhalten. Die in der Tabelle dargestellten Werte stellen stationäre Endwerte bei verschiedenen konstanten Anregungen dar. In der Regel wird jedoch keine Anregung so lange konstante Perioden enthalten, dass diese Endwerte auch tatsächlich erreicht werden. Insofern ist das Übergangsverhalten der eigentlich interessante Teil. Weiterhin bestehen reale Profile in der Regel auch aus einer Überlagerung der verschiedenen Anregungen. Damit ist schon das hier verwendete Testprofil unter realen Randbedingungen eher untypisch. Die Motivation, es trotzdem zu nutzen, wurde weiter oben bereits angesprochen. Ergebnisse mit realen, aus Flugversuchen abgeleiteten Anregungsprofilen werden im weiteren Verlauf dieser Arbeit noch dargestellt.

An dieser Stelle noch eine Anmerkung zu der absoluten Größe des Schrägentfernungsfehlers des Costas Loops: Im ersten Augenblick erscheint ein Fehler von $\pm 1\text{ cm}$ bei einer Anregung von $\pm 1g$ sehr gering und es stellt sich die Frage nach dem Sinn dieser doch sehr rechenintensiven Fehlermodellierung. Sie lässt sich jedoch im Hinblick auf die geforderten Genauigkeiten eindeutig beantworten. Ein Ziel der Entwicklung des integrierten Navigationssystems, zu dem diese Arbeit beitragen soll, liegt in einer Gesamtgenauigkeit besser 10 cm . Da es sich hierbei um einen Gesamtsystemfehler handelt, erscheint die oben genannte Verbesserung der Schrägentfernungsmessung des Satellitenortungssensors, der ja ganz am Anfang der Mess- und Datenverarbeitungskette steht, als ein relevanter Beitrag. Noch deutlicher wird die Notwendigkeit zur Berücksichtigung dieser Fehleranteile, wenn die in Abschnitt 1.1 dargestellten Genauigkeitsanforderungen der Fluggravimetrie betrachtet werden. Die praktische Umsetzung dieses Fehlermodells im realen System wird im Kapitel 4 noch ausführlich dargestellt.

Nachdem die Zusammenhänge für den Costas Loop diskutiert wurden, soll nun etwas näher auf den Delay Lock Loop eingegangen werden. Regelungstechnisch betrachtet handelt es sich hier um eine sehr ähnliche Struktur. Da auch beim DLL ein PI-Regler eingesetzt wird, liegt hier ebenfalls ein PLL zweiter Ordnung vor. Entsprechend sollten die zuvor getroffenen Aussagen auch in diesem Fall zutreffen. Bei näherer Betrachtung von Abbildung 3.2.1 und Vergleich der beiden Fehlerverläufe, lässt sich auch für den Codefehler tendenziell ein ähnlicher Verlauf erkennen. Er ist jedoch bei weitem nicht so deutlich ausgeprägt, wie bei der Trägerphase. Hinzu kommt, dass er von einem Rauschen überlagert ist, das in der Größen-

ordnung des eigentlichen Schrägentfernungsfehlers liegt. Der Effekt des sehr großen Code-
rauschens im Meterbereich wurde schon früher bei realen Messungen mit dem PLESSEY-
Empfänger festgestellt. Mit Hilfe der Simulation soll der Grund für dieses Verhalten gesucht
werden. Zu diesem Zweck wird das Simulationsmodell dahingehend geändert, dass neben
dem resultierenden Schrägentfernungsfehler beider PLLs auch noch die jeweiligen Ausgän-
ge der zugehörigen DCOs aufgezeichnet werden. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.2.2
dargestellt.

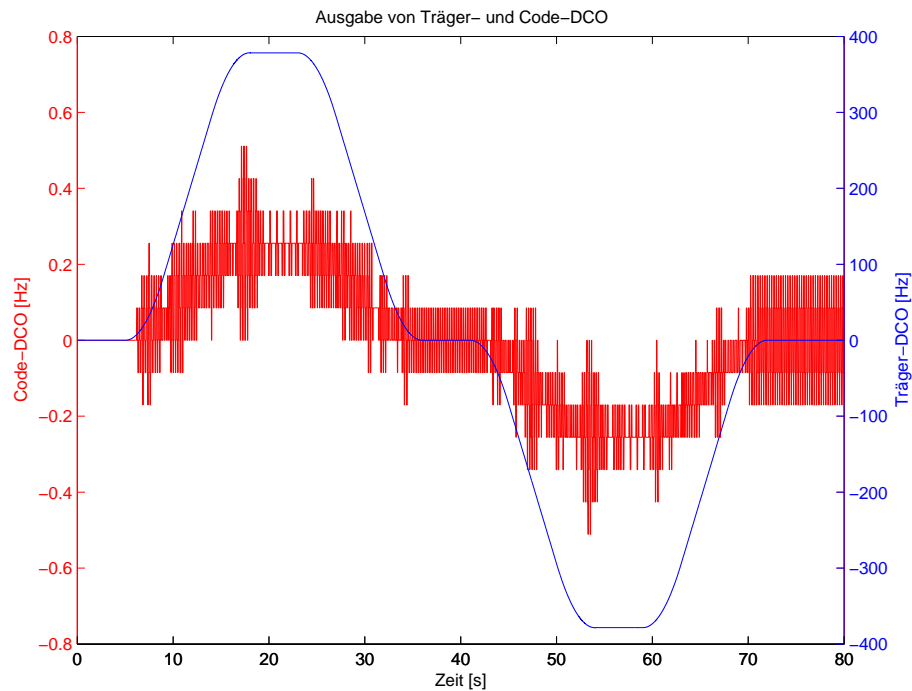


Abbildung 3.2.2: Verlauf der Frequenz von Code- und Carrier-DCO

Die Differenz des DCO-Wertes und des Anregungsprofils ist, wie weiter oben bereits darge-
stellt, die Eingangsgröße des jeweiligen Regelkreises. Beim Vergleich der Verläufe für Code-
und Trägerphasenregelkreis in Abbildung 3.2.2 stellt sich heraus, dass der Code-DCO ein
stufenförmiges Signal erzeugt, bei dem ein Bitklappern um den wahren Wert stattfindet. Auf-
grund dieses Bitklapperns wird im Delay Lock Loop jedes Mal eine Schwingung angeregt,
die schließlich zu dem in Abbildung 3.2.1 dargestellten Coderauschen führt. Zu klären bleibt
die Frage, warum sich der dargestellte Verlauf für den Ausgang des Code-DCOs ergibt. Da-
zu ist zu beachten, dass das Anregungsprofil für den DLL noch einmal mit dem Faktor $1/1540$
gegenüber dem Costas Loop herunterskaliert wird (vgl. Abbildung 3.1.1), da die
Dopplerfrequenz von der jeweiligen Signalfrequenz des Regelkreises abhängt ($f_{Code} = 1,023 \text{ MHz}$
gegenüber $L_1 = 1575,42 \text{ MHz}$). Daraus folgt, dass auch die Abweichung
der DCO-Frequenz von der Nominalfrequenz entsprechend kleiner ist. In diesem konkreten
Fall wird der gesamte Bereich des Anregungsprofils (immerhin $\pm 1g$) durch weniger als 10
diskrete Werte des DCOs dargestellt. Wird nun noch die Tatsache hinzugenommen, dass
der Code DCO eine geringere Auflösung als der Costas-DCO hat (85,1495mHz beim DLL
gegenüber 42,57475mHz beim Costas Loop), so wird deutlich, dass es sich hierbei um eine
krasse Fehlauslegung des DCOs handelt. Ein sinnvoller Wert für die Auflösung des Code-
DCO müsste zwei Größenordnungen kleiner sein. Entsprechende Simulationen bestätigen

dieses Ergebnis. Da die Auflösung des DCOs im PLESSEY-Empfänger jedoch durch die Hardware vorgegeben ist und nicht geändert werden kann, wird in dem Simulationsmodell der ursprüngliche Wert beibehalten.

Die zuvor dargestellten Zusammenhänge zeigen deutlich auf, dass die Code-Messung mit dem verwendeten Empfänger keine hohe Genauigkeit erwarten lässt. Da jedoch für die angestrebte Gesamtgenauigkeit des integrierten Navigationssystems eine auf der Code-Messung basierende Satellitenortung sowieso nicht exakt genug ist, wird eine trägerphasenbasierte Differentiallösung verwendet. Damit liegt die wesentliche Bedeutung beim Costas Loop. Die oben dargestellten Simulationsergebnisse für den Trägerphasenregelkreis sowie Vergleiche von realen Messergebnissen zeigen, dass der PLESSEY im Bereich der Trägerphasenmessung durchaus mit qualitativ hochwertigen Empfängern (z.B. der Firma NOVATEL) vergleichbar ist. Entsprechend wird in den weiteren Darstellungen nur noch auf den Costas Loop eingegangen.

3.3 Die Validierung des Simulationsmodells

Zur Validierung des zuvor beschriebenen Simulationsmodells soll ein Vergleich mit einer realen Messung mit dem PLESSEY-Empfänger durchgeführt werden. Um einen realen und reproduzierbaren Vergleich zwischen Messung und Simulation zu ermöglichen, wären zwei Dinge wünschenswert: Zum einen sollte es möglich sein, das in Abschnitt 3.1.7 dargestellte ICD-Profil als Anregung zu verwenden. Dort wurden bereits die Gründe dargestellt, warum es sich besonders gut für die Untersuchung des Empfängerhaltens eignet. Zum zweiten wird eine exakte Referenz benötigt, gegen die gemessen werden kann. Der Versuchsempfänger sowie die Referenz sollten möglichst völlig identisch sein und sich nur dadurch unterscheiden, dass im einen Fall die Anregung aufgebracht wird, im anderen Fall nicht. Auf diese Weise ist es möglich, das ermittelte Fehlverhalten auf die Reaktionen auf die dynamische Anregung zu beschränken, während sich alle weiteren möglichen Fehlereffekte herausheben, da sie in beiden Fällen identisch sind.

Die zweite Forderung lässt sich durch Verwendung einer speziellen Version der Steuersoftware des PLESSEY-Empfängers erfüllen. Dabei handelt es sich um eine Version, bei der die 12 Kanäle des Empfängers in zwei Sechsergruppen aufgeteilt wurden. Die Belegung der Kanäle mit empfangenen Satelliten ist in beiden Fällen identisch, so dass sich de facto zwei Teilempfänger mit je sechs Kanälen ergeben. Da die verwendeten Algorithmen sowie die gesamte Empfängerphysik identisch sind und auch noch eine zeitgleiche Messung für beide Teilempfänger stattfindet, ist damit diese Forderung erfüllt. Werden in dieser Anordnung (ohne Vorgabe eines Anregungsprofils) die Trägerphasenmesswerte der jeweils korrespondierenden Satelliten voneinander abgezogen, so ergibt sich ein konstanter Offset, der einem ganzzahligen Vielfachen der Trägerwellenlänge entspricht. Dieser Offset ergibt sich aus den Trägerphasenmehrdeutigkeiten. Entsprechende Messungen haben dies gezeigt. Damit ist die Annahme bestätigt, dass mögliche Empfängereinflüsse wie Uhrendriften und ähnliches in dieser Anordnung durch die Differenzbildung herausfallen.

Die Realisierung der Forderung nach Vorgabe des ICD-GPS-204 Testprofils erfordert ein im ersten Moment vielleicht etwas ungewöhnlich anmutendes Vorgehen. Der offensichtliche Weg für eine solche Messung wäre die Vorgabe des Profils als Eingangssignal des GPS-

Empfängers. Dabei ergäben sich jedoch gleich mehrere Probleme. Zum einen ist es bei Messungen mit realen Satelliten nahezu unmöglich, durch entsprechende Manöver mit dem Satellitenortungssensor eine Relativbewegung zwischen Satellit und Empfänger zu erreichen, die dem geforderten Profil entsprechen würde. Der naheliegendste Gedanke wäre damit die Verwendung eines GPS Simulators. Da am Institut jedoch nur Einkanal-Simulatorkarten zur Verfügung stehen, für die Messung jedoch zum einen das unbeeinflusste Signal als Referenz sowie das Testsignals generiert werden müssen, schied dieses Verfahren aufgrund von Driften zwischen den beiden Signalgeneratoren aus. Eine weitere Voraussetzung für die Anwendung dieses Verfahrens läge in der Verwendung getrennter Eingangsstufen zur analogen Signalverarbeitung des Empfängers, da ja beide Teilempfänger den gleichen Satelliten empfangen müssten. Allerdings würde damit der oben dargestellte Vorteil durch Verwendung identischer Hardware wieder zunichte gemacht. Messungen mit einem entsprechend ausgerüsteten Empfänger haben dies bestätigt.

Unter diesen Randbedingungen musste ein Messverfahren gefunden werden, das trotzdem in der Lage war, beide Forderungen zu erfüllen. Bei näherer Betrachtung des Aufbaus der Regelkreise (vgl. Abbildung 3.1.1) lässt sich erkennen, dass die Eingangsgröße des Regelkreises proportional der Differenz zwischen der in das Basisband heruntergemischten Satellitenfrequenz und der DCO-Frequenz ist. Da lediglich diese Differenz ausschlaggebend für das Verhalten des Regelkreises ist, ist es völlig unerheblich, ob sie durch Vorgabe des Testprofils auf der Seite des Satellitensignals oder auf der Seite des DCOs entsteht. Entsprechend wird für die Messung mit dem Plessey-Empfänger der DCO des Costas Loops von einem Teilempfänger mit dem invertierten Anregungsprofil beaufschlagt. Somit ergibt sich nach der Differenzbildung ein identisches Signal, wie es auch bei entsprechender dynamischer Anregung als Eingangsgröße des Regelkreises vorliegen würde.

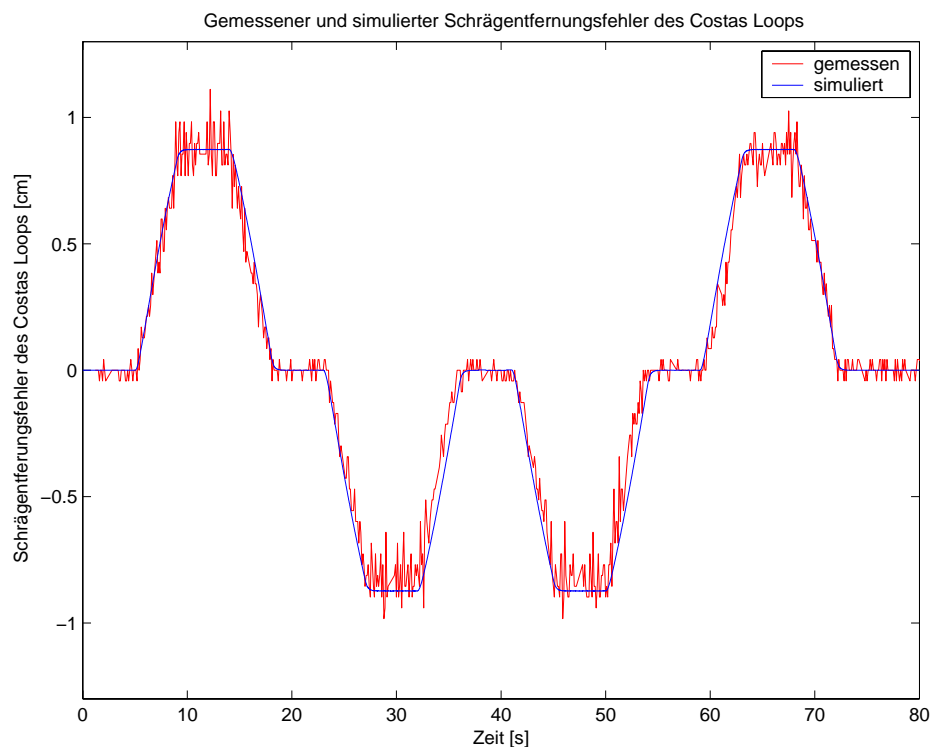


Abbildung 3.3.1: Vergleich von realer Messung und Simulationsergebnis

Abbildung 3.3.1 zeigt das Ergebnis der oben beschriebenen Messung mit dem realen PLESSEY-Empfänger. Das leichte Rauschen auf der Messung ist Bitklappern, da die Grenze der maximalen Auflösung erreicht wird. Zum Vergleich ist der simulierte Fehlerverlauf ebenfalls eingezeichnet (blaue Linie). Es lässt sich feststellen, dass beide Kurvenverläufe nahezu deckungsgleich sind. Somit bestätigt das Messergebnis die sich aus der Simulation ergebenden Erwartungen. Das bedeutet, dass das Simulationsmodell anhand der durchgeführten Messungen validiert ist und trotz der oben beschriebenen Vereinfachungen und Abstraktionen das tatsächliche Systemverhalten mit sehr guter Näherung beschreibt.

4 Umsetzung des Fehlermodells und praktische Messungen

Im letzten Kapitel wurde, ausgehend von der allgemeinen Darstellung eines Satellitennavigationsempfängers, das Simulationsmodell des im Rahmen dieser Arbeit verwendeten GEC PLESSEY Experimentalempfängers in SIMULINK erstellt. Im folgenden soll nun dargestellt werden, wie sich dieses Modell des Satellitenortungssensors in das eingangs erwähnte integrierte INS/GPS-Navigationssystem auf Doppeldifferenzbasis implementieren lässt. Weiterhin soll es soweit aufbereitet werden, dass die in Kapitel 2 beschriebene enge Kopplung der beiden Sensoren ermöglicht wird. Schließlich soll anhand verschiedener praktischer Messungen das Fehlermodell validiert und ein Funktionsnachweis des Gesamtsystems erbracht werden.

4.1 Implementierung des Fehlermodells in das integrierte INS/GNSS-Navigationssystem

Um die Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors in der Echtzeit-Software des integrierten INS/GNSS-Navigationssystems implementieren zu können, muss in einem ersten Schritt das in Kapitel 3 mit Hilfe des grafischen Simulationsprogramms SIMULINK entwickelte Modell in ein Differentialgleichungssystem überführt werden. Anschließend muss ein geeignetes Integrationsverfahren gewählt werden.

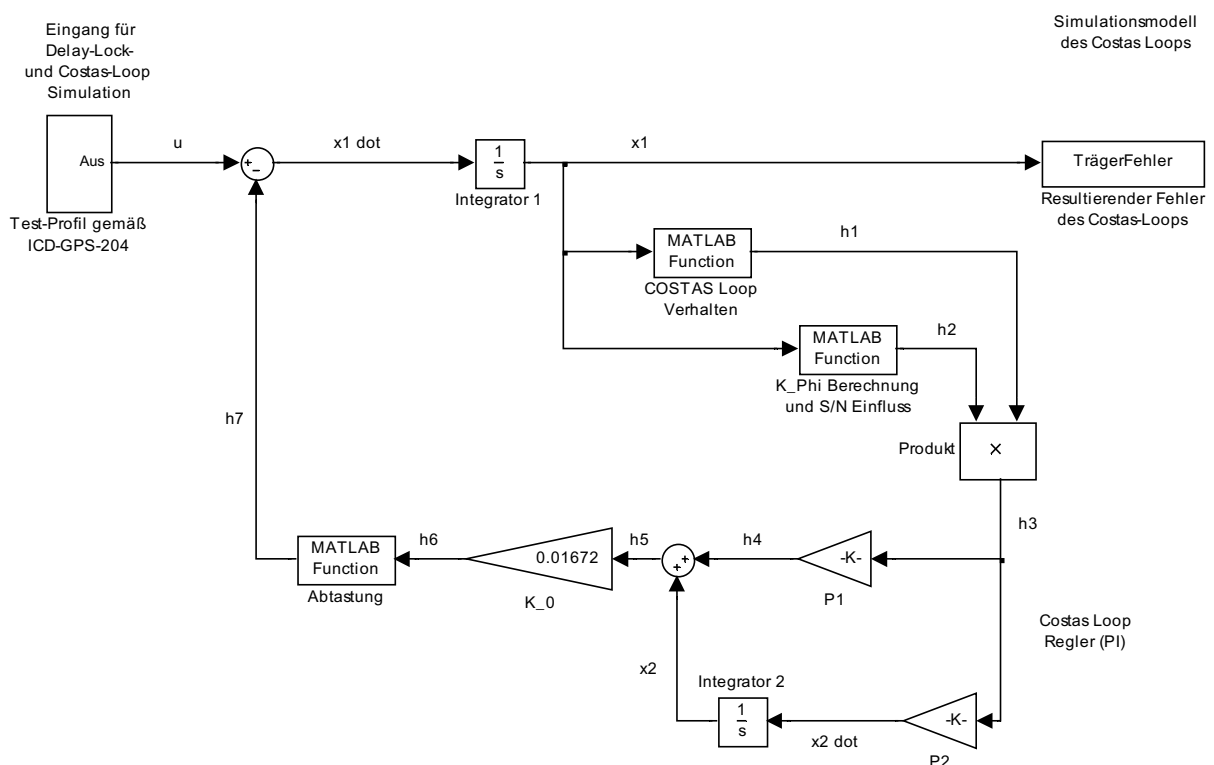


Abbildung 4.1.1: Simulationsmodell des Costas Loops

Abbildung 4.1.1 zeigt den Costas Loop aus dem Simulationsmodell. Wie in Abschnitt 3.2 bereits dargestellt wurde, wird in der Fehlerzustandsraumschätzung des integrierten Sys-

tems nur der Phasenregelkreis, nicht jedoch der Coderegelkreis berücksichtigt. Gegenüber der Darstellung in Abbildung 3.1.1 sind hier einige Änderungen vorgenommen worden. Sie beziehen sich nicht auf die Funktionalität des Regelkreises (die ist natürlich identisch), sondern dienen lediglich dem besseren Verständnis der im folgenden dargestellten Ableitung des Differentialgleichungssystems. Diese Änderungen sind im einzelnen:

- Das Blockschaltbild ist ohne Sub-Systeme dargestellt (mit Ausnahme der Eingangsgröße), d.h. der gesamte Signalfluss des Costas Loops ist ersichtlich
- Der Block „Costas Loop Regler“ ist nicht in Form einer s-Übertragungsfunktion eines PI-Reglers formuliert, sondern explizit als Parallelschaltung eines Proportionalglieds und eines Integrators ausgelegt
- Alle Signale zwischen den einzelnen Blöcken sind eindeutig mit einer Bezeichnung versehen

Aus dem so aufbereiteten Blockschaltbild lässt sich nun sehr einfach das zugehörige Differentialgleichungssystem ableiten. Der Costas-Loop enthält zwei Integratoren. Damit hat das resultierende System zwei Zustandsgrößen und lässt sich durch zwei Differentialgleichungen erster Ordnung beschreiben. In Komponentenschreibweise ergibt sich somit folgender Zusammenhang:

$$\dot{x}_1 = u - h_7$$

$$\dot{x}_2 = P_2 \cdot h_3$$

Gl. (4.1.1a, b)

Mit	x_i	Zustandsgrößen des Systems
	u	Eingangsgröße (Dopplerprofil aufgrund der Fahrzeugbewegung)
	P_2	Proportionalitätskonstante (T_1 / T_2 - Zeitkonstanten des PI-Reglers: $T_1 = 0,256 \text{ s}$ $T_2 = 2097,2 \text{ s}$)
	h_i	Hilfsgrößen

Die Signale h_1 bis h_7 , die im Blockschaltbild als Hilfsgrößen dargestellt sind, können wie folgt formuliert werden:

$$h_1 = \text{Costasloop_Verhalten}(x_1)$$

$$h_2 = K_{\text{Phi_Berechnung}}(x_1)$$

$$h_3 = h_1 \cdot h_2$$

$$h_4 = P_1 \cdot h_3$$

$$h_5 = h_4 + x_2$$

$$h_6 = K_0 \cdot h_5$$

$$h_7 = \text{Abtastung}(h_6)$$

Gl. (4.1.2a – g)

Mit	x_i	Zustandsgrößen des Systems
	K_0	Verstärkungsfaktor des DCOs
	P_1	Proportionalitätskonstante ($1 / T_2$ - Zeitkonstante des PI-Reglers)
	h_i	Hilfsgrößen

Die Funktionen „Costasloop_Verhalten()“, „K_Phi_Berechnung()“ und „Abtastung()“ stehen für die entsprechenden in MATLAB programmierten Funktionen aus dem Simulationsmodell, die das Systemverhalten des jeweiligen Funktionsblocks des GPS Empfängers beschreiben. Wie in Gl. (4.1.3a – c) dargestellt, lassen sie sich analytisch wie folgt beschreiben:

$$\text{Costasloop_Verhalten}(x_1) = \frac{\sin(x_1)}{\cos(x_1)}$$

$$\text{K_Phi_Berechnung}(x_1) = \sqrt{2 \cdot NFI \cdot \left[10 \cdot \log\left(\frac{BW_s}{2 \cdot BW_L}\right) + S2N_{nom} \right]} \cdot 8192 \cdot \frac{1}{\cos^2(x_1)}$$

$$\text{Abtastung}(h_6) = \text{round}\left(\frac{h_6}{Res_{DCO}}\right) \cdot Res_{DCO}$$

Gl. (4.1.3a – c)

mit	x_i	Zustandsgrößen des Systems
	NFI	Noise Floor $NFI = 48571$
	BW_s	Signalbandbreite $BW_s = 1,405397 \text{ E6 Hz}$
	BW_L	Loopbandbreite $BW_L = 0,56219 \text{ Hz}$
	$S2N_{nom}$	Nominelles Signal-zu-Rausch-Verhältnis $S2N_{nom} = -20 \text{ dB}$
	Res_{DCO}	Auflösung des Carrier-DCOs $Res_{DCO} = 42,57475 \text{ E-3 Hz}$
	h_i	Hilfsgrößen

Einsetzen von Gl. (4.1.3a – c) und Gl. (4.1.2a – g) in Gl. (4.1.1a, b) ergibt schließlich die beiden Differentialgleichungen erster Ordnung für die Zustandsgrößen des Systems. Um sie später in der Software umsetzen zu können, wird die Rundungsfunktion „round(a)“ durch die Funktion „floor(a+0,5)“ ersetzt. Die Funktion „floor“ liefert die nächst kleinere Ganzzahl ihres Arguments. Durch vorherige Addition von 0,5 wird das gleiche Ergebnis erzielt wie bei einer Rundung. Somit folgt für das DGL-System:

$$\dot{x}_1 = u - \dots$$

$$\text{floor}\left(\frac{K_0 P_1 \sqrt{2 \cdot NFI \cdot \left[10 \cdot \log\left(\frac{BW_s}{2 \cdot BW_L}\right) + S2N_{nom} \right]} \cdot 8192 \cdot \frac{\sin(x_1)}{\cos^3(x_1)} + K_0 \cdot x_2}{Res_{DCO}} + 0,5\right) \cdot Res_{DCO}$$

$$\dot{x}_2 = P_2 \cdot \sqrt{2 \cdot NFI \cdot \left[10 \cdot \log\left(\frac{BW_s}{2 \cdot BW_L}\right) + S2N_{nom} \right]} \cdot 8192 \cdot \frac{\sin(x_1)}{\cos^3(x_1)}$$

Gl. (4.1.4a, b)

Das DGL-System gemäß Gl. (4.1.4a, b) beschreibt das gesamte Systemverhalten des Costas-Loops infolge einer gegebenen Anregung im Zeitbereich. Die Zustandsgrößen treten hierin als Argumente der Winkelfunktionen auf. Damit handelt es sich um ein hochgradig nichtlineares Gleichungssystem. Um das DGL-System in der Software des integrierten Systems zu implementieren, muss die bis jetzt verwendete zeitkontinuierliche Formulierung diskretisiert werden. Das sich hieraus ergebende Integrationsverfahren, auf das im weiteren Verlauf noch näher eingegangen wird, bietet den Vorteil, dass die Gleichungen in ihrer nichtlinearen Form verwendet werden können und nicht linearisiert werden müssen.

Bei der Darstellung des Übergangs zur diskreten Formulierung von Gl. (4.1.4a, b) soll zunächst auf die Berücksichtigung der Rundung („floor(a+0,5)“) verzichtet werden. Sie kann ohne Einschränkung der Allgemeingültigkeit auch nach der Diskretisierung auf das Gleichungssystem angewandt werden. Damit lautet Gl. (4.1.4a, b) nun wie folgt:

$$\dot{x}_1 = u - K_0 P_1 \sqrt{2 \cdot NFl \cdot \left[10 \cdot \log \left(\frac{BW_s}{2 \cdot BW_L} \right) + S2N_{nom} \right]} \cdot 8192 \cdot \frac{\sin(x_1)}{\cos^3(x_1)} - K_0 \cdot x_2$$

$$\dot{x}_2 = P_2 \cdot \sqrt{2 \cdot NFl \cdot \left[10 \cdot \log \left(\frac{BW_s}{2 \cdot BW_L} \right) + S2N_{nom} \right]} \cdot 8192 \cdot \frac{\sin(x_1)}{\cos^3(x_1)}$$

Gl. (4.1.5a, b)

Um auf eine Formulierung in Matrixschreibweise zu kommen, die für die Umwandlung in ein diskretes System von Vorteil ist, wird zunächst für den Quotienten der Winkelfunktionen folgende Substitution durchgeführt:

$$\frac{\sin(x_1)}{\cos^3(x_1)} = z(x_1) \cdot x_1 \Rightarrow z(x_1) = \frac{\sin(x_1)}{\cos^3(x_1)} \cdot \frac{1}{x_1}$$

Gl. (4.1.6)

Zusätzlich wird die Konstante K_Φ gemäß Gl. (4.1.7) eingeführt.

$$K_\Phi = \sqrt{2 \cdot NFl \cdot \left[10 \cdot \log \left(\frac{BW_s}{2 \cdot BW_L} \right) + S2N_{nom} \right]} \cdot 8192$$

Gl. (4.1.7)

Damit lässt sich das DGL-System wie folgt in Matrixschreibweise ausdrücken:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_0 K_\phi P_1 \cdot z(x_1) & -K_0 \\ K_\phi P_2 \cdot z(x_1) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u$$

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A}(\underline{x}) \cdot \underline{x} + \underline{B} \cdot \underline{u}$$

Gl. (4.1.8a, b)

Der in Gl. (4.1.8b) dargestellte Zusammenhang ist die allgemeine Beschreibung eines dynamischen Systems. Dabei ist \underline{A} die System- oder Dynamikmatrix und \underline{B} die Steuermatrix. \underline{x} und \underline{u} stellen den Zustands- und den Eingangsgrößen-Vektor dar. Im vorliegenden Fall ist die Eingangsgröße ein Skalar und damit reduziert sich die Steuerungsmatrix auf einen Vektor. Üblicherweise wird diese Art der Darstellung für lineare Systeme verwendet. Wie weiter oben dargestellt, handelt es sich in diesem Fall um ein stark nichtlineares System. Diesem Umstand wird durch die Tatsache Rechnung getragen, dass die Systemmatrix als $\underline{A}(\underline{x})$, also in Abhängigkeit vom Zustandsvektor, formuliert ist. In wie fern das Auswirkungen auf die Berechnung der Zustände hat, wird im folgenden noch dargestellt.

Im Rahmen eines echtzeitfähigen Systems, als das das integrierte Navigationssystem ja realisiert ist, können für die Durchführung der Integration zur Berechnung der Zustandsgrößen verschiedene numerische Verfahren verwendet werden (vgl. z.B. [22]). Ihnen allen ist gemeinsam, dass sich die aktuellen Zustände mit Hilfe eines rekursiven Algorithmus aus Zuständen errechnen, die ein oder mehrere Zeitschritte zurückliegen. Eines der einfachsten ist das Verfahren nach Euler, wie es in Gl. (4.1.9a, b) dargestellt ist (vgl. auch [2]).

$$\dot{\underline{x}} := \frac{\underline{x}(t_2) - \underline{x}(t_1)}{t_2 - t_1}$$

$$\underline{x}(t_2) = \underline{\Phi}(\Delta t) \cdot \underline{x}(t_1) + \underline{\Delta}(\Delta t) \cdot \underline{u}(t_1)$$

Gl. (4.1.9a, b)

Gl. (4.1.9a) ist die Definitionsgleichung für den Übergang von der Zeitableitung der Zustandsgröße in der Differentialgleichung zu der entsprechenden Darstellung in der diskreten Differenzengleichung. Dabei stellen t_1 und t_2 zwei aufeinanderfolgende diskrete Zeitpunkte und Δt die Differenz zwischen diesen Zeitpunkten dar. $\underline{\Phi}$ und $\underline{\Delta}$ sind die diskrete Repräsentation der Systemmatrix \underline{A} sowie der Steuermatrix \underline{B} . Die übrigen Größen sind identisch, wie in Gl. (4.1.8d) eingeführt. Die Berechnung der beiden Matrizen geschieht wie folgt:

$$\underline{\Phi}(\Delta t) = e^{\underline{A} \cdot \Delta t}$$

$$\underline{\Delta}(\Delta t) = \underline{A}^{-1} (\underline{\Phi}(\Delta t) - \underline{I}) \cdot \underline{B} = \underline{A}^{-1} (e^{\underline{A} \cdot \Delta t} - \underline{I}) \cdot \underline{B}$$

(4.1.10a, b)

Üblicherweise lässt sich die Berechnung der Matrizen für die diskrete Darstellung vereinfacht mit folgender Näherungsgleichung formulieren:

$$\underline{\underline{\Phi}}(\Delta t) \approx \underline{\underline{I}} + \underline{\underline{A}} \cdot \Delta t$$

$$\underline{\underline{\Delta}}(\Delta t) \approx \underline{\underline{B}} \cdot \Delta t$$

$$\text{mit } \underline{\underline{I}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Gl. (4.1.11a, b)

Wird nun gemäß Gl. (4.1.9b) für die aufeinanderfolgenden diskreten Zeitpunkte t_1 und t_2 eine für diskrete Darstellungen übliche Indizierung k und $k+1$ eingeführt, so ergibt sich in rekursiver Matrixschreibweise für die Berechnung des Zustandsvektors im nächsten Zeitschritt:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 - K_0 K_\Phi P_1 \cdot z(x_1) \cdot \Delta t & -K_0 \cdot \Delta t \\ K_\Phi P_2 \cdot z(x_1) \cdot \Delta t & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \Delta t \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_k$$

Gl. (4.1.12)

Nun wird das Gleichungssystem in Komponentenschreibweise aufgelöst und die bereits weiter oben beschriebene Rundung wieder eingeführt. Damit beschreibt Gl. (4.1.13a, b) die zwei Bestimmungsgleichungen zur Durchführung der Integration in der Echtzeitsoftware des integrierten INS/GNSS-Navigationssystems.

$$x_{1,k+1} = x_{1,k} + \Delta t \cdot \left(u_k - \text{floor} \left[\frac{K_0 K_\Phi P_1 \frac{\sin(x_{1,k})}{\cos^3(x_{1,k})} + K_0 \cdot x_{2,k}}{\text{Res}_{\text{DCO}}} + 0,5 \right] \cdot \text{Res}_{\text{DCO}} \right)$$

$$x_{2,k+1} = x_{2,k} + \Delta t \cdot K_\Phi P_2 \frac{\sin(x_{1,k})}{\cos^3(x_{1,k})}$$

Gl. (4.1.13a, b)

Um im Rahmen der Fehlerzustandsraumschätzung ein möglichst schnelles Einschwingen der Zustandsgrößen zu erreichen, müssen für die Integration geeignete Anfangswerte für die Zustandsgrößen und deren Ableitung gefunden werden. Bei der SIMULINK-Simulation war das sehr einfach, da das verwendete Anregungsprofil mit einem Startwert von Null begonnen

hat. Entsprechend konnten die Anfangswerte ebenfalls zu Null gesetzt werden. Für das reale System sieht dies jedoch anders aus, da sich das Fahrzeug in einem beliebigen Bewegungszustand befinden kann, wenn ein Satellit das erste mal in die Berechnung aufgenommen wird.

Wie in Abschnitt 3.2 bereits gezeigt wurde, verläuft der Phasenfehler des Costas Loops näherungsweise proportional zur einwirkenden Beschleunigung a .¹ Lässt sich nun diese Proportionalitätskonstante bestimmen, so ergibt sich ein brauchbarer Anfangswert für die Integration. Entsprechendes gilt für die Ableitung des Phasenfehlers, der proportional zum Ruck j ist. Es muss also gelten:

$$\begin{aligned} x_{1,k+1} &= a_{k+1} \cdot K_{x1} \\ \frac{x_{1,k+1} - x_{1,k}}{\Delta t} &= j_{k+1} \cdot K_{x1} \end{aligned}$$

Gl. (4.1.14a, b)

Einsetzen von Gl. (4.1.14a) in Gl. (4.1.14b) und auflösen nach x_k führt schließlich zu folgendem Anfangswert:

$$\begin{aligned} x_{1,k} &= a_{k+1} \cdot K_{x1} - j_{k+1} \cdot K_{x1} \cdot \Delta t \\ &= K_{x1} (a_{k+1} - j_{k+1} \cdot \Delta t) \end{aligned}$$

Gl. (4.1.15)

Ausgehend von der Tatsache, dass die zweite Zustandsgröße des Costas-Loops proportional zur Geschwindigkeit v ist, lässt sich mit gleicher Argumentation der Anfangswert sehr einfach zu folgendem Ausdruck bestimmen:

$$\begin{aligned} x_{2,k} &= v_{k+1} \cdot K_{x2} - a_{k+1} \cdot K_{x2} \cdot \Delta t \\ &= K_{x2} (v_{k+1} - a_{k+1} \cdot \Delta t) \end{aligned}$$

Gl. (4.1.16)

Zu Gl. (4.1.15) ist anzumerken, dass der Ruck als Messgröße im integrierten System nicht vorliegt. Damit wäre er bestenfalls durch Differentiation der Beschleunigungen zu erhalten. Da dieses besonders in einem Echtzeitsystem kritisch ist und der Ruck aufgrund der anschließenden Multiplikation mit der Integrationsschrittweite sowieso einen vergleichsweise geringen Beitrag zum resultierenden Anfangswert hat, wird er zu Null gesetzt um bei der

¹ Wenn im folgenden von Ruck, Beschleunigung und Geschwindigkeit gesprochen wird, so ist der Anteil des entsprechenden Vektors des Fahrzeugs gemeint, der in Richtung des jeweils aufgeschalteten Satelliten wirkt. Er lässt sich sehr einfach über das Vektorprodukt aus dem Ruck-, Beschleunigungs- oder Geschwindigkeitsvektor des Fahrzeugs mit dem Einheitsvektor vom Fahrzeug zum Satelliten berechnen.

Implementierung von Gl. (4.1.15) nicht berücksichtigt. Die beiden Konstanten werden mit Hilfe einer Parameteridentifikation in der Simulation ermittelt und ergeben sich zu:

$$K_{x1} = \frac{1}{26,28} \frac{\text{rad} \cdot \text{s}^2}{\text{m}}$$

$$K_{x2} = 3,18182 \cdot 10^3 \frac{\text{rad} \cdot \text{s}}{\text{m}}$$

Gl. (4.1.17)

Um die Zulässigkeit der Vereinfachung bei der Bildung der diskreten System- und Messmatrix zu validieren, wurde für das ICD-Testprofil ein Vergleich der Ergebnisse aus der vollständigen SIMULINK-Simulation und der hier beschriebenen Euler-Integration gemäß Gl. (4.1.13a, b) durchgeführt. Der maximale Unterschied zwischen beiden Verfahren liegt bei ca. 10^{-12}m . Er ist somit um 10 Größenordnungen kleiner als der absolute Wert der Zustandsgröße. Damit ist die Vereinfachung gemäß Gl. (4.1.11a, b) unter den hier gewählten Randbedingungen zulässig.

Wie bereits weiter oben erwähnt, wird die Fehlerzustandsraumschätzung mit Hilfe eines Kalmanfilters realisiert. Die Auslegung dieses Filters ist Gegenstand eines zur Zeit am Institut für Flugführung laufenden Projektes und soll im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter behandelt werden. Um jedoch die Schnittstelle zwischen der dargestellten Fehlermodellierung und dem Filteralgorithmus zu schaffen, muss neben der reinen Berechnung der Zustandsgrößen, wie sie in Gl. (4.1.13a, b) dargestellt ist, noch eine Berechnungsvorschrift für die Kovarianzmatrix abgeleitet werden. Da diese Kovarianzmatrix sehr starken Einfluss auf die spätere Filterrechnung hat, muss ihre Berechnung so exakt wie möglich erfolgen. Für den konkreten Fall ergeben sich aus dieser Forderung zwei Konsequenzen: Zum einen wird die in Gl. (4.1.13a, b) dargestellte Rundungsfunktionalität nicht berücksichtigt. Sie beschreibt ja, wie weiter oben bereits dargestellt, die endliche Auflösung des diskreten DCOs. Für die Berechnung der Zustandsgrößen ist dieser Umstand sehr wohl relevant, für die Berechnung der Kovarianz wirkt sich die Degradierung der theoretisch möglichen Genauigkeit jedoch negativ aus. Der zweite Punkt betrifft die in Gl. (4.1.11a) eingeführte Näherung für die Berechnung der diskreten Systemmatrix. Um auch hier eine möglichst genaue Berechnung der Kovarianzmatrix zu erreichen, wird zu ihrer Bestimmung nicht mit der Näherung, sondern mit dem vollständig nichtlinearen Ansatz gerechnet. Damit ergibt sich die diskrete Systemmatrix wie folgt:

$$\Phi_{k+1} = \begin{bmatrix} \frac{\partial x_{1,k+1}}{\partial x_{1,k}} & \frac{\partial x_{1,k+1}}{\partial x_{2,k}} \\ \frac{\partial x_{2,k+1}}{\partial x_{1,k}} & \frac{\partial x_{2,k+1}}{\partial x_{2,k}} \end{bmatrix}$$

Gl. (4.1.18)

Partielle Ableitung der diskreten Formulierung der beiden Bestimmungsgleichungen der Zustandsgrößen nach $x_{1,k}$ bzw. nach $x_{2,k}$ führt zu den einzelnen Elementen der Matrix.

$$\begin{aligned}\frac{\partial x_{1,k+1}}{\partial x_{1,k}} &= 1 - \Delta t K_0 K_\Phi P_1 \left(\frac{1}{\cos^2 x_{1,k}} + 3 \frac{\sin^2 x_{1,k}}{\cos^4 x_{1,k}} \right) \\ \frac{\partial x_{1,k+1}}{\partial x_{2,k}} &= -\Delta t K_0 \\ \frac{\partial x_{2,k+1}}{\partial x_{1,k}} &= \Delta t K_0 P_2 \left(\frac{1}{\cos^2 x_{1,k}} + 3 \frac{\sin^2 x_{1,k}}{\cos^4 x_{1,k}} \right) \\ \frac{\partial x_{2,k+1}}{\partial x_{2,k}} &= 1\end{aligned}$$

Gl. (4.1.19a – d)

Damit ergibt sich folgende rekursive Bestimmungsgleichung für die Kovarianzmatrix (vgl. [4]):

$$\underline{\underline{P}}_{k+1} = \underline{\underline{\Phi}}_{k+1} \cdot \underline{\underline{P}}_k \cdot \underline{\underline{\Phi}}_{k+1}^T + \underline{\underline{Q}}$$

Gl. (4.1.20)

mit	$\underline{\underline{P}}$	Kovarianzmatrix
	$\underline{\underline{\Phi}}$	Diskrete Systemmatrix
	$\underline{\underline{Q}}$	Diagonalmatrix mit den Varianzen der Zustandsgrößen auf der Hauptdiagonalen und Nullen als übrige Elemente

Mit Hilfe der zuvor beschriebenen Bestimmungsgleichungen der Fehlerzustandsgrößen des Costas Loops sowie der zugehörigen Kovarianzmatrix kann jetzt durch Einsatz eines geeigneten Filteralgorithmus die in Abbildung 2.2.2 dargestellte Fehlerzustandsraumschätzung des integrierten Systems auf Doppeldifferenzbasis erfolgen. Da die Filterauslegung nicht Gegenstand dieser Arbeit ist, sei auf die aktuellen Forschungsarbeiten am Institut verwiesen.

4.2 Vorsteuerung versus Fehlerzustandsraumschätzung

Die Berechnung der Fehlerzustände des Satellitenortungssensors gemäß der oben dargestellten Zusammenhänge ermöglicht im Rahmen der Fehlerzustandsraumschätzung eine Prädiktion des fehlerbehafteten Sensorverhaltens. Da neben der Darstellung des eigentlichen theoretisch idealen Verhaltens auch eine Modellierung der Fehlereinflüsse erfolgt, ergibt sich eine verbesserte Beschreibung des realen Sensorverhaltens. Werden diese Fehlerzustände im Kalmanfilter, das ja zur Fehlerzustandsraumschätzung verwendet wird, zurückgeführt und bei der Positionsrechnung des Satellitenortungssensors angewandt, so ergibt sich eine verbesserte Positionslösung (vgl. Block „Inertial gestütztes GPS“ in Abbildung 2.2.2).

An dieser Stelle liegt der wesentliche Unterschied des im Rahmen dieser Arbeit dargestellten Systems gegenüber anderen Kopplungsalgorithmen. Hier wird nicht mehr davon ausgegan-

gen, dass die Satellitenortung nahezu fehlerfrei ist. Vielmehr wird ein Fehlermodell auch des Satellitenortungssensors in der Prädiktion des Kalmanfilters berücksichtigt, so dass sich beim Update mit den realen Messungen eine bessere Übereinstimmung ergibt. Damit ergibt sich eine enge Verkopplung beider beteiligter Sensoren auf zwei Ebenen: Zunächst besteht, wie bei integrierten Systemen üblich, eine Stützung des inertialen Ortungsprozesses durch den Satellitenortungssensor (vgl. z.B. [14]). Zusätzlich wird im vorliegenden Ansatz eine weitere Rückführung geschlossen. Die inertialen Messdaten werden zusätzlich dazu verwendet, eine Fehlermodellierung, und damit im weitesten Sinne ebenfalls eine Stützung des Satellitenortungssensors durchzuführen. Damit ist ein weiterer Schritt auf dem Weg zu einer wirklich engen Kopplung („tight coupled system“) beider Sensoren zurückgelegt.

Im zuvor beschriebenen Ansatz erfolgt die Fehlermodellierung sowie die Anwendung der daraus resultierenden Ergebnisse rein mathematisch in der Fehlerzustandsraumschätzung. Alternativ wäre es denkbar, die modellierten Fehler direkt auf die Hardware des Satellitenortungssensors zurückzuführen und so zu einer Messung zu gelangen, die diese Fehler nicht mehr enthält. Im konkreten Fall könnte dies über eine Vorsteuerung des Costas Loops geschehen. Mit Kenntnis des zuvor beschriebenen Fehlermodells sowie der die Fahrzeugdynamik beschreibenden inertialen Messwerte ist es möglich, die resultierende Dopplerverschiebung des Satellitensignals zu ermitteln. Wird diese Verschiebung in Form einer Vorsteuerung auf den DCO des Costas Loops aufgeschaltet, muss dieser die durch die Dynamik verursachten Effekte nicht mehr ausregeln (Inertial Aiding). Damit entfallen auch die beschriebenen Fehlmessungen des Costas Loops und die resultierende Schrägentfernungsmessung ist nahezu unabhängig von der einwirkenden Fahrzeugdynamik.

Dieser auf den ersten Blick sehr reizvolle Ansatz birgt jedoch auch Probleme in sich, die im folgenden kurz angesprochen werden sollen.

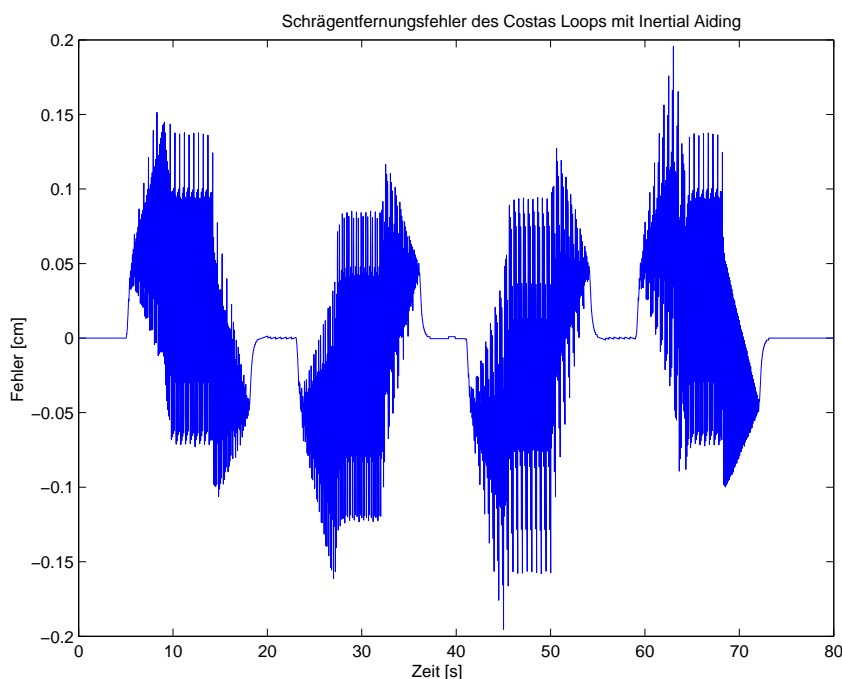


Abbildung 4.2.1: Resultierender Schrägentfernungsfehler des Costas Loops mit Inertial Aiding

Abbildung 4.2.1 zeigt das Ergebnis eines Simulationslaufs mit einem modifizierten Simulationsmodell. Bei diesem Modell wurde die oben beschriebene Vorsteuerung des DCOs des Costas Loops implementiert. Dabei wurden zwei Effekte berücksichtigt, die bei einer realen Vorsteuerung ebenfalls auftreten (vgl. [35]): Zum einen ergibt sich beim Datenakquisitionsprozess und der Aufbereitung der Inertialdaten, der zumeist seriellen Übertragung zum Satellitenortungssensor und schließlich der Umschaltung auf den DCO eine nicht unerhebliche Totzeit zwischen dem Gültigkeitszeitpunkt der Daten (Zeitpunkt der dynamischen Anregung) und ihrer Verwendung zur Vorsteuerung. In der Simulation wurde diese Totzeit mit 0,1s angenommen, einem eher optimistischen Wert, wie Messungen gezeigt haben. Der zweite wesentliche Faktor liegt in der Tatsache, dass die Daten zur Vorsteuerung des DCOs nur mit einer bestimmten Frequenz zur Verfügung stehen. Die Limitierung erfolgt entweder durch die maximale Ausgabedatenrate des verwendeten Inertialsensors oder durch die begrenzte Bandbreite des Übertragungsmediums (z.B. die genannte serielle Übertragung). Dies hat zur Folge, dass die Vorsteuerung keinen kontinuierlichen oder quasi-kontinuierlichen Verlauf hat, sondern eher als Treppenfunktion anzusehen ist. In der Simulation wurde von einer Updatefrequenz der Vorsteuerung von 10Hz ausgegangen. Auch dies ist ein realistischer Wert, wenn man eine serielle Datenverbindung mit 38400Baud und einen entsprechenden Datensatz mit Beschleunigungen, Geschwindigkeiten und Lagewinkeln vom inertialen Messsystem zugrunde legt.

Im idealen Fall müsste als Ergebnis einer solchen Anordnung ein Schrägentfernungsfehler erwartet werden, der sich im wesentlichen als Rauschen um Null darstellt, da ja die dynamischen Einflüsse durch die Vorsteuerung kompensiert werden sollen. Ein Vergleich mit dem Simulationsergebnis in Abbildung 4.2.1 zeigt jedoch, dass dies nicht der Fall ist. Zunächst ist zu erkennen, dass die Vorsteuerung grundsätzlich funktioniert und den Schrägentfernungsfehler um ca. 75% gegenüber dem unkorrigierten Fall verringert (0,2cm gegenüber 0,8cm). Es wird jedoch auch deutlich, dass sich im Verlauf des Fehlers eine sehr unangenehme Eigenschaft ergibt: Aufgrund der beschriebenen Treppenfunktion, die sich aus der limitierten Updatefrequenz der Inertialdaten ergibt, wird der Costas Loop mit jedem neuen Wert der Vorsteuerung zum Schwingen angeregt. Dies ist ein unerwünschter Effekt, auch wenn die maximale Amplitude des Fehlers gegenüber dem unkorrigierten Wert verringert wurde. Eine Verbesserung dieses Verhaltens lässt sich im wesentlichen nur durch eine deutliche Erhöhung der Updatefrequenz erreichen. Simulationsläufe mit Frequenzen bis zu 1000Hz bestätigen dies. Der Effekt ist jedoch auch in diesen Fällen der selbe: Die Amplitude des verbleibenden Fehlers verringert sich weiter, aber die Anregung der Schwingung bleibt bestehen, und der grundsätzliche Verlauf des Fehlers ist von einem Rauschen um den Nullpunkt verschieden. Aufgrund der Totzeit, und damit einer Phasenverschiebung zwischen Anregung und Vorsteuerung, bleibt dieses Verhalten unvermeidlich.

An dieser Stelle zeigen sich die Vorteile der gewählten Methode der Fehlerzustandsraum-schätzung. Zunächst entfällt eine Anregung der Regelkreise, da die inertialen Messwerte nicht auf den Satellitenortungssensor zurückgeführt werden. Da damit auch die serielle Verbindung nicht mehr der limitierende Faktor ist, kann in der internen Filterrechnung mit der in der Regel deutlich höheren Datenrate des Inertialsensors (in diesem Fall 100Hz) gerechnet werden. Ein weiterer Vorteil liegt darin, dass das Totzeitverhalten aufgrund des Funktionsprinzips der Integration von INS und Satellitenortung nicht zum Tragen kommt. Dies ist dadurch bedingt, dass die Koppelrechnung um ein konstantes Zeitintervall in der Vergangen-

heit erfolgt (hier: 0,8s). Die verzögerte Ausgabe der Messdaten des Satellitenortungssensors und die notwendige Synchronisation mit den Inertialdaten macht dies notwendig. Um dennoch Navigationsdaten in Echtzeit zu erhalten, wird nach einer solchen Filterrechnung mit den gespeicherten hochfrequenten Inertialdaten sowie den aktualisierten Fehlermodellen die inertielle Navigationsrechnung bis zum aktuellen Zeitpunkt durchgeführt. Aus diesem Grund kann das Fehlermodell des Satellitenortungssensors immer mit zeitsynchronen Inertialdaten gerechnet werden, ohne die Echtzeitfähigkeit des Gesamtsystems zu beeinträchtigen. Wie gut der so erhaltene Fehlerverlauf mit der Realität übereinstimmt, wurde bereits in Abbildung 3.3.1 gezeigt.

Abschließend seien jedoch auch die Grenzen dieser Methode aufgezeigt. Die rein mathematische Kompensation der Schrägentsfernungsfehler des Costas Loops in der Fehlerzustandsraumschätzung funktioniert nur solange, wie der reale Costas Loop aufgrund der Fahrzeugdynamik nicht ausrastet. Soll hingegen eine höhere Dynamikresistenz des Regelkreises erreicht werden, stellt die oben beschriebene Vorsteuerung ein probates Mittel dar, um dieses Ziel zu erreichen (vgl. [36]). Allerdings ergeben sich dabei dann die oben beschriebenen Probleme der verringerten Genauigkeit und der Anregung der Regelkreise. Als Ausweg wäre eine Kombination beider Methoden denkbar, die im Rahmen dieser Arbeit aber nicht weiter verfolgt werden soll.

4.3 Flugversuche

Nachdem in den vorhergehenden Abschnitten die Umsetzung des in Kapitel 3 abgeleiteten Fehlermodells in dem realen integrierten System auf Doppeldifferenzbasis beschrieben wurde, sollen nun abschließend noch einige repräsentative Flug Versuchsergebnisse dargestellt werden. Ziel dieser Flugversuche war es, die entwickelten Fehlermodelle sowie ihre Anwendung unter realen Randbedingungen zu überprüfen.

Durchgeführt wurden die Versuche mit dem Forschungsflugzeug Dornier 128-6 D-IBUF des Institut für Flugführung. Dieses Flugzeug ist mit einer Vielzahl verschiedener Sensoren, einer Datenerfassungsanlage sowie einem zentralen Bordrechner ausgestattet. Zusätzlich sind mehrere 19-Zoll-Racks eingebaut, in die weitere Versuchsausrüstung installiert werden kann.

4.3.1 Systemaufbau

Abbildung 4.3.1 zeigt die in das Forschungsflugzeug eingerüsteten Hauptkomponenten des integrierten Systems. Im linken Bild ist der Inertialsensor zu sehen, der in Flugzeuglängsrichtung auf Höhe des Tragflügels auf den Sitzschienen befestigt ist. Damit befindet er sich nahezu im Schwerpunkt des Flugzeuges. Das rechte Bild zeigt eines der 19“-Racks mit eingerüstetem Navigationsrechner und Displayeinheit. Dieser Navigationsrechner beinhaltet, mit Ausnahme des bereits erwähnten Inertialsensors, die wesentlichen Komponenten des integrierten Systems. Neben dem eigentlichen Computer (ein Compact-PCI Board mit einem 700MHz Prozessor nebst üblicher Peripherie) sind dies ein zusätzlicher GPS Empfänger (NOVATEL), die Telemetrie zum Empfang der Korrekturdaten sowie die Spannungsversorgung für alle genannten Komponenten. In einem Einschub unterhalb der Displayeinheit (nicht im Bild) befindet sich ein weiterer PC, der den PLESSEY-Empfänger enthält. Die Kommunikation zwischen allen Komponenten erfolgt über serielle Schnittstellen (RS232 und RS422).

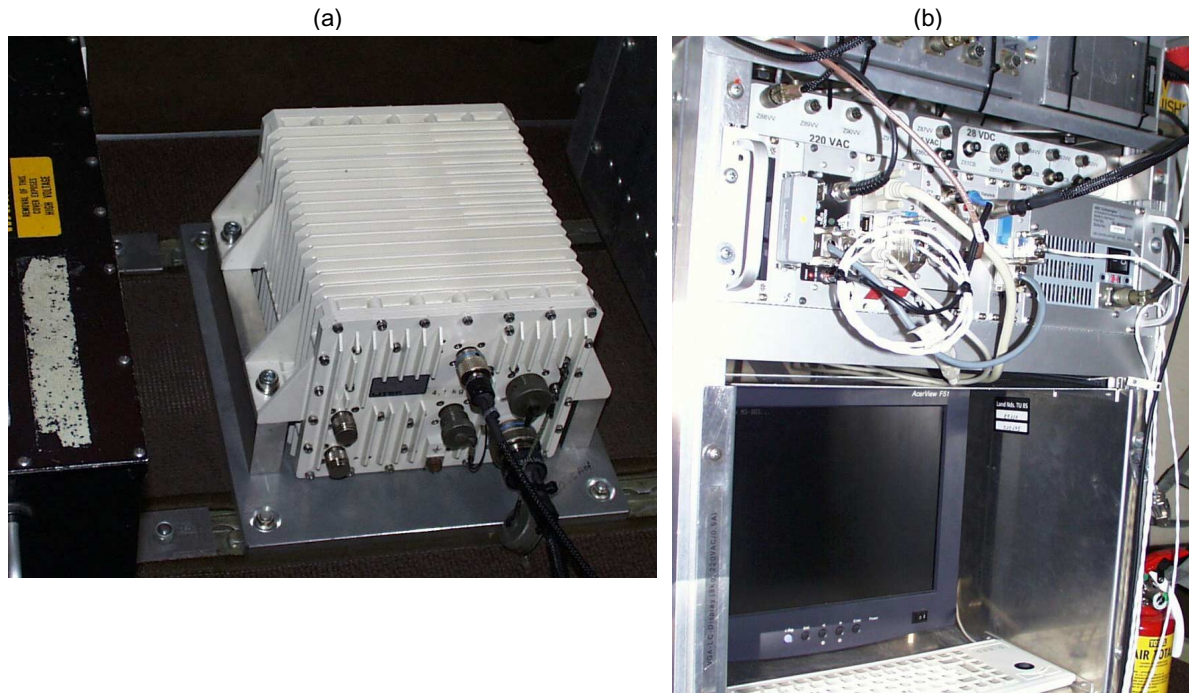


Abbildung 4.3.1: Integriertes System eingerichtet im Versuchsflugzeug; links Inertialsystem (a), rechts Navigationsrechner mit GPS-Empfänger (b)

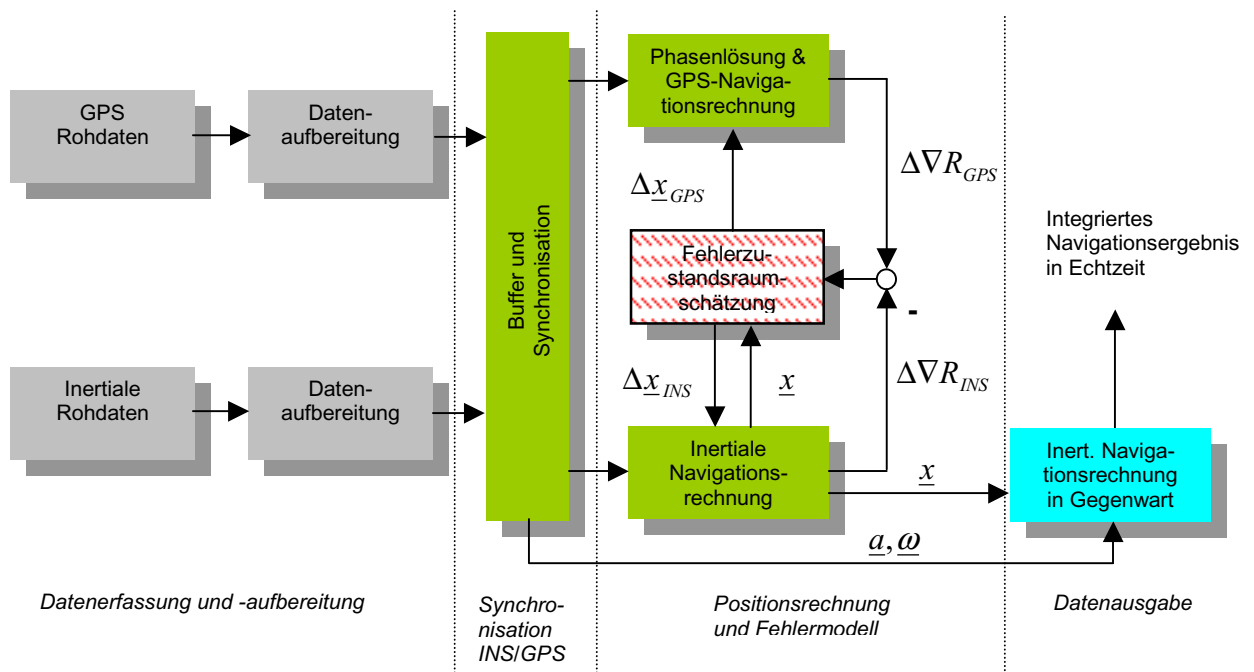


Abbildung 4.3.2: Funktionsprinzip des integrierten Systems

Abbildung 4.3.2 zeigt das Funktionsprinzip des integrierten Systems. Die vier Blöcke auf der linken Seite stellen die Rohdatenerfassung und -aufbereitung dar. Für den GPS-Empfänger handelt es sich dabei um binäre NOVATEL-Rohdaten. Die Steuersoftware des PLESSEY-Empfängers wurde bereits früher dahingehend modifiziert, dass sie die Rohdaten im

NOVATEL-Format ausgibt. So ist es ohne Änderungen an der Software des integrierten Systems möglich, alternativ den NOVATEL- oder den PLESSEY-Empfänger als Satellitenortungssensor zu nutzen. Da im Rahmen dieser Arbeit der PLESSEY-Empfänger modelliert wurde, beziehen sich die im folgenden dargestellten Ergebnisse auf Messungen mit diesem Sensor. Auch die inertialen Messdaten liegen in einem binären Format vor. Die Blöcke „Datenaufbereitung“ beschreiben die gesamte Kommunikation zwischen den Komponenten, die Triggierung sowie die Steuerung der Sensoren. Hinzu kommt die Dekodierung der binären Datenströme.

Der Block „Buffer und Synchronisation“ stellt ein wesentliches Element des Gesamtsystems dar. Aufgrund des Messprinzips des Satellitenortungssensors, seiner internen Datenprozessierung sowie der recht geringen Ausgabefrequenz erfolgt die Rohdatenausgabe verzögert (ca. 0,1 bis 0,3s). Beim Referenzempfänger kommt noch die Telemetriestrecke hinzu. Da die Verzögerung der Inertialdaten hingegen deutlich geringer ist (im Millisekundenbereich) und sie zusätzlich mit einer Updatefrequenz von 100Hz vorliegen (im Gegensatz zu 1Hz der Satellitendaten) sind beide Datenströme nicht synchron. Vor der Weiterverarbeitung der Daten muss eine Synchronisierung erfolgen. Der Zeittakt des gesamten Systems wird über einen PPS-Puls des Satellitenortungssensors vorgegeben. Die Inertialdaten werden mit einem Zeitstempel versehen und in einem Buffer zwischengespeichert. Die verzögert eintreffenden Daten der Satellitenortungssensoren (Referenz- sowie Fahrzeugempfänger) werden nun ebenfalls in einem Ringbuffer synchron zugeordnet. Sind alle notwendigen Daten vorhanden, werden die Inertial- und die GPS-Navigationsrechnung, sowie die Fehlerzustandsraumschätzung durchgeführt. Mit Hilfe des oben beschriebenen Mechanismus ist sichergestellt, dass die verwendeten Daten synchron und exakt 0,8s verzögert verarbeitet werden. Die sich aus der Filterrechnung ergebenden Fehlerzustände werden nun auf die Navigationsrechnungen zurückgeführt. Um schließlich zu einer Navigationslösung in Echtzeit zu gelangen (und nicht einer um 0,8s verzögerten), muss ein letzter Schritt durchgeführt werden. Mit Hilfe des soeben aktualisierten Fehlermodells sowie den im Buffer vorliegenden Inertialdaten (vom Zeitpunkt, für den die Filterrechnung gültig war, bis hin zum aktuellen Messwert) wird nun eine inertielle Navigationsrechnung durchgeführt. Damit ergibt sich ein integriertes Navigationsergebnis in Echtzeit, das für Steuerungs- und Regelaufgaben verwendet werden kann.

4.3.2 Missionsprofil

In den vorhergehenden Kapiteln wurde der Beschleunigungsvektor des Fahrzeugs als Eingangsgröße des Fehlermodells des Satellitenortungssensors identifiziert. Weiterhin haben die Simulationen gezeigt, dass eine Zusatzbeschleunigung von ca. 1g einen Schrägentfernungsfehler von etwa 1cm bei der Trägerphasenmessung des Costas Loops hervorruft. Die Erprobung des integrierten Systems auf Doppeldifferenzbasis soll im Flugversuch durchgeführt werden. Aus den genannten Randbedingungen lassen sich die Anforderungen an das Missionsprofil ableiten.

Zunächst soll eine möglichst große Beschleunigung aufgebracht werden, um den zu untersuchenden Effekt zu maximieren. Des weiteren soll das Flugmanöver so ausgelegt sein, dass ein möglichst großer Anteil des resultierenden Beschleunigungsvektors in Richtung des für die Untersuchung zu verwendenden Satelliten zeigt. Die Limitierung für die erste Forderung ergibt sich aus der Flugvelope des verwendeten Flugzeugs Dornier 128-6. Bei die-

sem Flugzeug liegt das zulässige Manöverlastvielfache bei ca. 3g. Als Manöver zur Erzeugung dieses Lastvielfachen wird aus dem beschleunigten Sinkflug heraus ein Abfangbogen mit anschließendem Steigen durchgeführt. Das maximale Lastvielfache wird im unteren Umkehrpunkt erreicht. Um einen möglichst großen Anteil dieses Beschleunigungsvektors in Richtung des zu untersuchenden Satelliten zu erhalten, wird ein Satellit mit einer Elevation zwischen 75° und 85° gewählt. Zusätzlich ist das Heading des Flugzeugs so einzustellen, dass der Satellit möglichst genau hinter dem Flugzeug steht. Zum Verständnis dieser Forderung sei darauf hingewiesen, dass sich die Antenne des Satellitenortungssensors in Höhe des Tragflügels auf der rechten Rumpfoberseite befindet (die Dornier 128-6 ist ein Hochdecker). Wird das Manöver nun noch so durchgeführt, dass die Längslagewinkel beim Sinken betragsmäßig möglichst gering bleiben, so ist gewährleistet, dass der zu untersuchende Satellit durchgängig aufgeschaltet bleibt und zusätzlich eine maximale Beschleunigung in Richtung des Satelliten auftritt. Dieses Manöver wird mehrmals hintereinander wiederholt. Abbildung 4.3.3 zeigt ein solches Beschleunigungsprofil in Richtung eines Satelliten. Es lässt sich erkennen, dass mehr als die Hälfte der Maximalbeschleunigung von ca. 3g in Richtung des Satelliten wirkt (etwa 18 m/s^2 zwischen -4 m/s^2 und $+14 \text{ m/s}^2$).

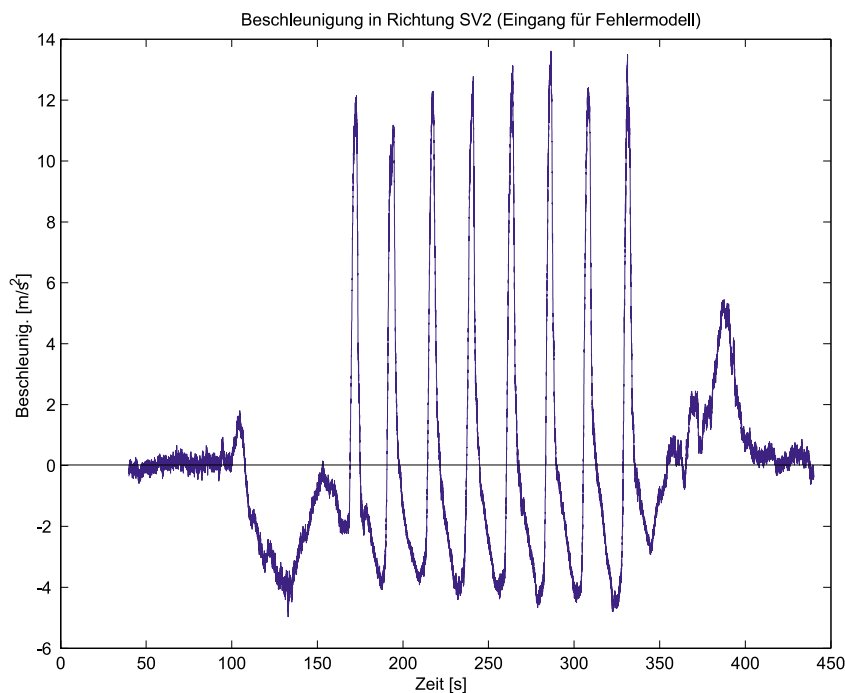


Abbildung 4.3.3: Beschleunigungsprofil des Versuchsflugs in Richtung des Satelliten SV2

4.3.3 Ergebnisse des Flugversuchs

Um eine erste Aussage bezüglich der Funktion des Fehlermodells im Flugversuch zu erhalten, werden die aufgezeichneten Rohdaten im Postprocessing in zwei verschiedenen Varianten ausgewertet. In einem ersten Durchlauf werden die Daten ohne Berücksichtigung der Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors berechnet. Es wird lediglich der in Kapitel 2 beschriebene Ansatz des überlagerten weißen Rauschens verwendet. Damit entspricht die-

se Berechnung heute üblichen Verfahren und Systemen. In einem zweiten Durchlauf wird das zuvor erarbeitete Fehlermodell mit eingebracht und bei der Positions Berechnung berücksichtigt. Die resultierenden Verläufe für geographische Länge, Breite und Höhe beider Berechnungen werden nun voneinander abgezogen und über die Wurzel aus der Summe der quadrierten Einzelkomponenten in eine Positions Differenz umgerechnet. Abbildung 4.3.4 zeigt das Ergebnis der Auswertung. Die Korrelation zwischen der Positions Differenz und der einwirkenden Beschleunigung (vgl. Abbildung 4.3.3) ist eindeutig.

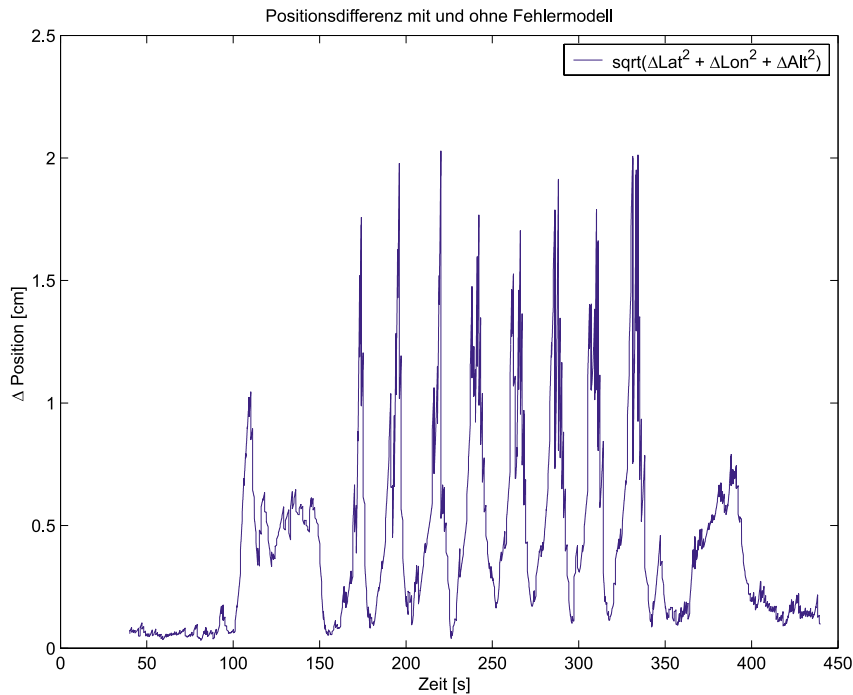


Abbildung 4.3.4: Resultierende Positions Differenz mit und ohne Berücksichtigung der Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors

Die oben beschriebene und in Abbildung 4.3.4 dargestellte Aussage ist zunächst relativ. Es wird gezeigt, dass zwischen den resultierenden Positionen mit und ohne Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors ein Unterschied besteht, der sehr gut mit der einwirkenden Beschleunigung korreliert. Nach den zuvor dargestellten Eigenschaften des Fehlermodells ist dieses Verhalten offensichtlich. Welches der beiden Ergebnisse die wahre Position des Flugzeugs besser beschreibt, ist in Ermangelung einer geeigneten Referenz zunächst nicht zu entscheiden.

Das Problem des Referenzsystems wurde ja am Anfang der Arbeit bereits angesprochen. Üblicherweise wird die Forderung gestellt, dass ein Referenzsystem um mindestens eine Größenordnung besser sein sollte, als das zu bewertende System. Da jedoch integrierte INS/GNSS-Systeme zur Zeit die genaueste Möglichkeit darstellen, die Position eines hochdynamisch bewegten Flugzeugs zu ermitteln, kann diese Forderung nicht erfüllt werden. Damit steht kein System zur direkten Referenzierung zur Verfügung. Um dennoch den Nachweis führen zu können, dass die in Abbildung 4.3.4 dargestellten Positions Differenzen auf eine

Verbesserung der Positionierungsgenauigkeit des Systems mit GNSS-Fehlermodellierung zurückzuführen sind, wird im folgenden ein indirekter Nachweis geführt.

Zu diesem Zweck wird noch einmal auf die in Abschnitt 3.3 dargestellte Anordnung zurückgegriffen, um im Postprocessing die durch die Dynamik des Versuchsfluges in den Regelkreisen des Satellitenortungssensors hervorgerufenen Fehler nachzuweisen. Die dort beschriebene Spezialversion der Steuersoftware des PLESSEY-Empfängers war ja dahingehend ausgelegt, dass die 12 Kanäle des Satellitenortungssensors in je zwei sechskanälige Teilempfänger aufgeteilt wurden, wobei dem einen davon ein Beschleunigungsprofil vorgegeben werden konnte. Durch eine anschließende Differenzbildung der jeweiligen entsprechenden Schrägentfernungsmessungen beider Teilempfänger konnten (bis auf eine ganzzahlige Mehrdeutigkeit der Trägerphase die sich als Offset darstellt) die Schrägentfernungsfehler des mit dem Dynamikprofil beaufschlagten Kanals ermittelt werden. An Stelle des dort verwendeten ICD-Testprofils wird nun das in Abbildung 4.3.3 dargestellte Dynamikprofil aus dem Flugversuch vorgegeben. Zusätzlich wird das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Fehlermodell berechnet. Abbildung 4.3.5 zeigt dessen Verlauf.

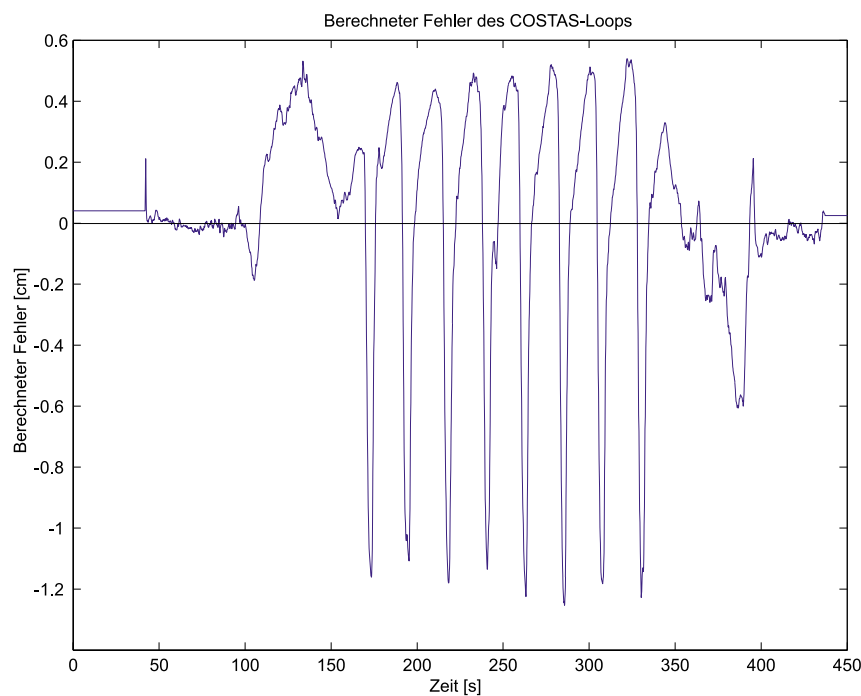


Abbildung 4.3.5: Berechneter Schrägentfernungsfehler (SV2) aufgrund der Anregung aus dem Flugversuch

Um den Einfluss des modellierten Fehleranteils aufzuzeigen, ist in Abbildung 4.3.6 das Ergebnis dieser Messung einmal ohne (a) und einmal mit (b) Berücksichtigung der Schrägentfernungskorrektur dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich im zweiten Fall eine deutliche Verbesserung des Fehlerverlaufs ergibt. Der Verlauf ist glatter, hat eine geringere Amplitude und weist vor allem nicht mehr den schwingenden Verlauf aus Abbildung 4.3.6a auf. Zwar verbleiben auch hier noch Spitzen im maximalen Schrägentfernungsfehler von bis zu 1,5cm, aber die sind auf das Messprinzip bei diesem Nachweis zurückzuführen und werden nicht durch das Fehlermodell verursacht.

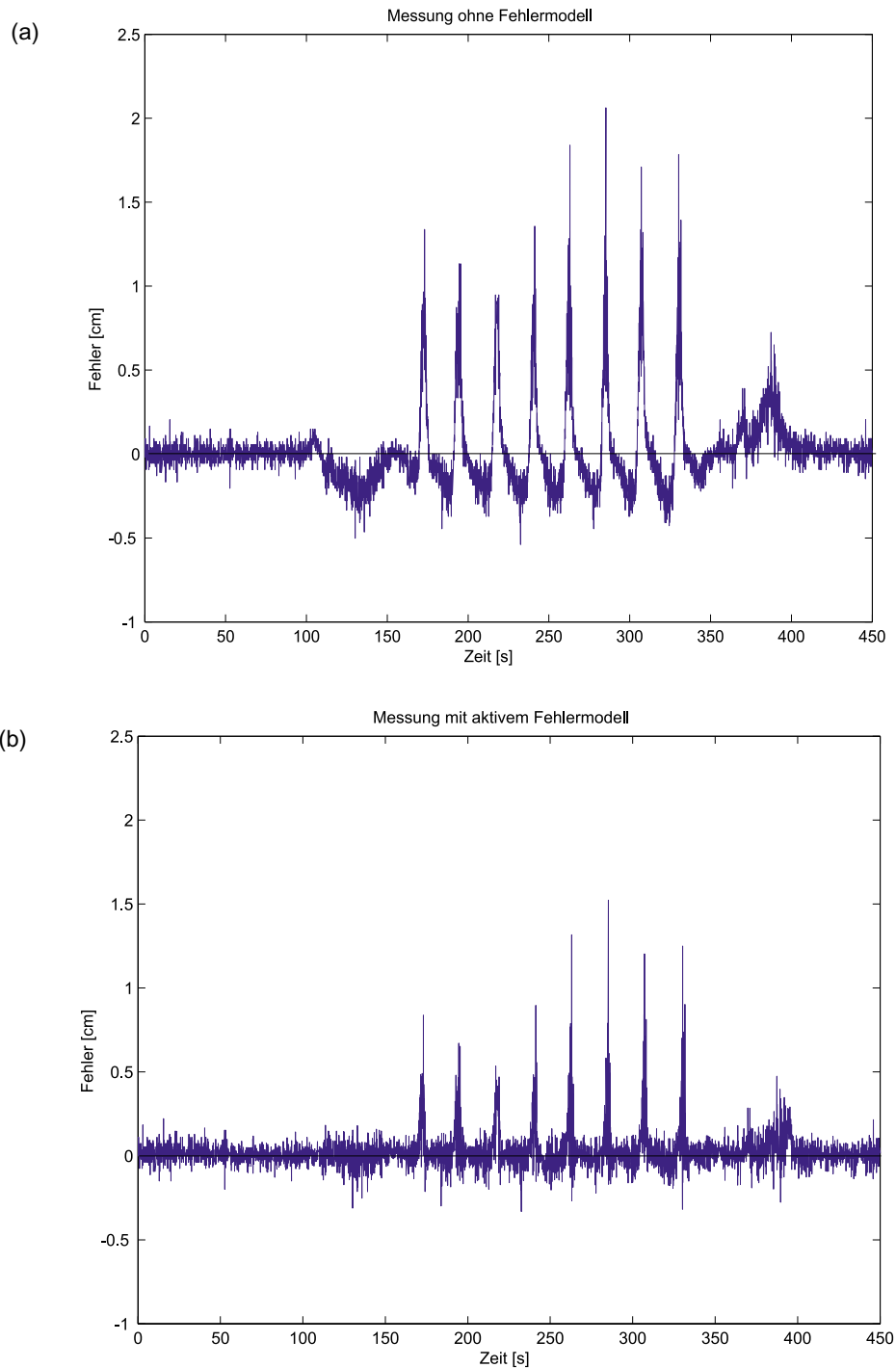


Abbildung 4.3.6: Schrägentfernungsfehler eines Kanals des Satellitenortungssensors (SV2 aus dem Flugversuch) (a) ohne und (b) mit Fehlermodellierung

Der Hintergrund hierzu ist wie folgt: Da die Berechnung des Fehlermodells eine endliche Zeit in Anspruch nimmt, erfolgt die Korrektur der Schrägentfernung immer um diesen Betrag (ein TIC von 100ms) verspätet gegenüber der Einwirkung der Beschleunigung. Dies bedeutet, dass zwischen dem Anregungsprofil und den Schrägentfernungskorrekturen eine Phasenverschiebung vorliegt. Dies lässt sich daran sehen, dass die Spitzen in Abbildung 4.3.6b jeweils nur aus einem einzelnen Messwert bestehen. Dieses „Echtzeitproblem“ tritt jedoch nur bei dem hier gewählten Nachweisverfahren negativ in Erscheinung. In Abschnitt 4.3.1 wurde

bei der Beschreibung des gesamten integrierten Navigationssystems bereits aufgezeigt, dass die Fehlerzustandsraumschätzung aufgrund der Synchronisation und Pufferung der Sensordaten zeitverzögert stattfindet (0,8s bei Sensordatenfrequenzen von 1Hz für die Satellitenortung und 100Hz für das Inertialsystem). Entsprechend kann auch die erwähnte Phasenverschiebung aus Abbildung 4.3.6 korrigiert werden und hat keinen negativen Einfluss mehr auf die weitere Berechnung. Da das Fehlermodell zwischen zwei Messungen seine Gültigkeit behält, kann von dem zeitverzögerten Gültigkeitszeitpunkt ausgehend mit den hochfrequenten gespeicherten Inertialdaten sowie den Prädiktionen der Fehlerzustände eine integrierte Positionsrechnung bis zum aktuellen Zeitpunkt durchgeführt werden. Damit ist eine bestmögliche Ortungsinformation in Echtzeit verfügbar, die auch für Steuerungs- und Regelungsaufgaben verwendet werden kann.

Mit der Aussage von Abbildung 4.3.6b kann somit nachgewiesen werden, dass die Anwendung einer erweiterten Fehlermodellierung für den Satellitenortungssensor, wie sie im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurde, zu einer Verbesserung der Positionierungsgenauigkeit eines integrierten INS/GNSS Systems führt. Wie bereits erwähnt, lässt sich dieser Schluss aufgrund einer fehlenden absoluten Referenz nur indirekt ziehen. Die dargestellten Messungen legen ihn jedoch nahe. Ein Hauptkritikpunkt an dem zum Nachweis verwendeten indirekten Messverfahren könnte darin liegen, dass der Satellitennavigationsempfänger, und insbesondere dessen Quarz, der Beschleunigung nicht physisch ausgesetzt sind. Dass sich hieraus weitere negative Effekte auf die Güte der Messung des Satellitenortungssensors ergeben, ist unbestritten und wurde beispielsweise in [29] eingehend untersucht. Die dort aufgezeigten Effekte sind quantitativ jedoch so bemessen, dass sie keine wesentliche Einschränkung der zuvor geführten Argumentation bedeuten. Somit lässt sich das Ziel dieser Arbeit, die Erhöhung der Ortungsgenauigkeit eines integrierten INS/GNSS Systems durch Verwendung eines dynamischen Fehlermodells für den Satellitenortungssensor, auch im Experiment nachweisen.

5 Zusammenfassung

Die steigenden Genauigkeitsanforderungen an die Satellitenortung wurden bereits in der Einleitung ausführlich dargestellt. Anhand mehrerer Beispiele ist die große Spannweite möglicher Anwendungsgebiete aufgezeigt worden. Dabei wurde deutlich, dass unter Verwendung der trägerphasenbasierten Differentialmethoden stationäre Genauigkeiten im Sub-Zentimeterbereich bereits realisiert sind. Sollen vergleichbare (oder sogar bessere) Leistungen jedoch für dynamisch bewegte Fahrzeuge erreicht werden, sind die erwähnten Methoden nicht ausreichend. Hier bestand die Notwendigkeit, das Fehlerverhalten des Satellitenortungssensors unter dynamischen Randbedingungen zu berücksichtigen. Um zunächst eine Aussage über die Dynamik des Fahrzeugs zu bekommen, musste auf eine geeignete Sensorik zurückgegriffen werden. Für Luftfahrtanwendungen, die naturgemäß am Institut für Flugführung von besonderem Interesse sind, boten sich hier die üblicherweise in Flugzeugen vorhandenen Sensoren der Trägheitsnavigationssysteme an. Aus diesem Grund wurde als Umgebung für die Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors ein integriertes Navigationssystem, bestehend aus einem Inertialsensor und einem GPS-Empfänger, gewählt. Grundsätzlich lassen sich die erarbeiteten Ergebnisse auch auf andere GNSS-gestützte integrierte Navigationssysteme übertragen. Dazu muss jedoch sichergestellt sein, dass neben den zur Integration vorgesehenen Sensoren (z.B. GPS und Radsensoren) auch noch eine Sensorik zur Bestimmung von Beschleunigungen und Lagewinkeln vorhanden ist. Dabei muss es sich nicht zwangsläufig um eine komplette inertielle Navigationseinheit handeln. Insbesondere unter dem Gesichtspunkt der Genauigkeit können hier bedingt Abstriche gemacht werden, ohne die Qualität der GNSS-Fehlermodellierung signifikant zu verschlechtern. Somit könnten für den Anwendungsfall, dass als komplementärer Sensor zur Satellitenortung nicht ein komplettes Trägheitssystem eingesetzt wird, mikromechanische Sensoren zur Beschleunigungs- und Lagewinkelbestimmung von besonderem Interesse sein. In den durchgeführten Untersuchungen wurden diese Aspekte bewusst nicht weiter verfolgt, da es das Ziel war, eine Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors durchzuführen. Insofern war die Frage, wie die als Eingangsgröße notwendige Information über die Fahrzeugdynamik ermittelt wurde, von untergeordnetem Interesse. Da zur Zeit am Institut für Flugführung ein gekoppeltes INS/GNSS-System entwickelt wird, bot es sich als ideale Basis für die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen an.

5.1 Erreichte Ziele

Trotz der zuvor getroffenen Feststellung bezüglich des untergeordneten Interesses an der Ermittlung der Fahrzeugdynamik war es im Rahmen dieser Arbeit notwendig, zunächst das grundsätzliche Funktionsprinzip des verwendeten integrierten INS/GNSS-Navigationssystems darzustellen. Dies war weniger deshalb notwendig, um das Prinzip der Ermittlung der Fahrzeugdynamik darzustellen. Es diente vielmehr dazu, das im Anschluss daran dargestellte Vorgehen bei der Erstellung und insbesondere der Validierung des Fehlermodells des Satellitenortungssensors transparent und verständlich zu gestalten.

Um einen ersten Ansatz zur Erstellung des Empfänger-Fehlermodells zu erhalten, wurden zunächst recht formal die GPS-Messgleichungen für den verwendeten doppeldifferenzbasierten Ansatz dargestellt. Dabei war es das Hauptanliegen, die Einflussgrößen herauszuarbeiten, die bezüglich der Fragestellung dieser Arbeit relevant waren. So konnte hier gezeigt

werden, dass die Fahrzeugdynamik im gegebenen Kontext von besonderer Bedeutung ist. Sie wurde als der wesentliche Effekt identifiziert, der das zu untersuchende Fehlverhalten des Satellitenortungssensors maßgeblich beeinflusst.

In einem weiteren Schritt wurde nun ein Simulationsmodell eines GNSS-Empfängerkanals erstellt, um die Auswirkungen verschiedener dynamischer Anregungen zu untersuchen. Dabei wurde bewusst das zunächst für einen generischen Empfänger erstellte Simulationsmodell an den auf einem PLESSEY-Chipsatz basierenden Experimentalempfänger *GPS-Builder 1*, der am Institut für Flugführung seit Jahren zu Forschungszwecken verwendet wird, angelehnt. Für dieses Vorgehen sprachen zwei Gründe. Zum einen bestanden aufgrund der genannten Forschungsarbeiten sehr detaillierte Kenntnisse über die internen Abläufe in der Signalverarbeitung des Empfängers. Dazu trug bei, dass die gesamte Steuerungssoftware als Source-Code vorlag und in den letzten Jahren im Rahmen verschiedener Projekte des Instituts kontinuierlich verbessert und erweitert wurde. Zum zweiten bot sich durch dieses Vorgehen die Möglichkeit der direkten Vergleichbarkeit von Simulation und realen Messungen. Auf diese Weise konnte letztlich das entwickelte Simulationsmodell validiert werden. Wesentliche Voraussetzung für diesen Validierungsprozess war es, dass die Möglichkeit des direkten Eingriffs in die Empfängersoftware bestand.

Bei der Herleitung des Simulationsmodells stand natürlich die Forderung im Mittelpunkt, das dynamische Verhalten des realen Empfängers möglichst genau abzubilden. Die weiteren Forderungen nach einem gewissen Abstraktionsgrad und einer Echtzeitfähigkeit des Modells wurden bereits ausführlich dargestellt und begründet und sollen hier nicht noch einmal wiederholt werden. Aus der konsequenten Umsetzung dieser Prämissen hat sich ein Simulationsmodell ergeben, das zum einen vergleichsweise kompakt und überschaubar ist, auf der anderen Seite aber sehr detailliert die Effekte und Eigenschaften des Satellitenortungssensors darstellt, die einen Beitrag zu dessen dynamischem Verhalten liefern. So ist es gelungen, ein im Rahmen des zu untersuchenden Kontexts umfassendes Modell abzuleiten, ohne dabei das sehr komplexe Gesamtsystem GNSS-Empfänger abbilden zu müssen. Dass mit diesem Ansatz ein Modell abgeleitet werden konnte, das die dynamikbedingten Fehler des Satellitenortungssensors sehr gut beschreibt, wurde durch den Vergleich von Simulationsergebnissen und Messungen mit dem realen Empfänger nachgewiesen.

Nachdem das zuvor abgeleitete blockorientierte Simulationsmodell validiert wurde, erfolgte nun die Überführung in eine Form, die den Einsatz in einer echtzeitfähigen Navigationssoftware erlaubt. Typischerweise handelt es sich dabei um ein Differentialgleichungssystem. In einem zweiten Schritt wurde dieses hochgradig nichtlineare DGL-System in eine zeitdiskrete Formulierung überführt, die eine Lösung mit Hilfe eines zeitscheibenorientierten rekursiven Algorithmus erlaubt. Wesentliches Kriterium für diesen Lösungsalgorithmus war die Wahl eines geeigneten Integrationsverfahrens. Ein Vergleich verschiedener Ansätze hat gezeigt, dass eine einfache Eulerintegration mit konstanter Schrittweite ausreichende Genauigkeiten erzielte. Schließlich musste noch das Problem der Anfangswerte gelöst werden, da sich das Fahrzeug zum Aufschaltzeitpunkt des Satellitenortungssensors in einem beliebigen Bewegungszustand befinden konnte. Um die Gültigkeit der getroffenen Annahmen sowie die Fehlerfreiheit der Umsetzung zu gewährleisten, wurde das in der Programmiersprache C++ realisierte Modell des GNSS-Empfängerkanals mit dem bereits in der Simulation verwendeten Anregungsprofil beaufschlagt. Die Ergebnisse waren erwartungsgemäß identisch mit denen

der SIMULINK-Simulation. Somit konnte auch dieser Schritt in der Umsetzung des Fehlermodells validiert werden. Abschließend wurde das so erhaltene Programmmodul in die Fehlerzustandsraumschätzung des INS/GNSS-Navigationssystems integriert. Mit Hilfe verschiedener Implementations- und Plausibilitätschecks wurde die korrekte Funktion sichergestellt.

Nach Abschluss dieser Modellierungs- und Implementationsphase musste das System nun im Flugversuch seine Funktions- sowie seine Leistungsfähigkeit beweisen. Eine ausführliche Darstellung der durchgeführten Versuche sowie deren Auswertung erfolgte bereits in dem entsprechenden Abschnitt dieser Arbeit. Als Resümee dieser Versuche lässt sich die Aussage treffen, dass die Verwendung des Fehlermodells des Satellitenortungssensors zu einer deutlichen Verbesserung der Schrägentfernungsmessungen unter dynamischen Bedingungen beigetragen hat. Die durch das Fehlermodell bedingten Schrägentfernungskorrekturen, ca. ein bis zwei Zentimeter pro Schrägentfernung, erscheinen zunächst nicht sehr groß. Werden diese Korrekturen, die im unmodellierten Fall ja als Messfehler in der Schrägentfernung vorhanden sind, jedoch in Relation zu den eingangs geforderten Genauigkeiten des Satellitenortungssensors gesetzt, wird der deutliche Fortschritt ersichtlich.

Am Anfang der Arbeit wurde die Hypothese aufgestellt, dass in einem integrierten INS/GNSS-Navigationssystem neben den betragsmäßig sicherlich größeren Fehleranteilen der Inertialsensoren auch diejenigen des Satellitenortungssensors für eine umfassendere und exaktere Systembeschreibung modelliert und berücksichtigt werden müssten. Dass diese Aussage zutrifft, konnte analytisch, in der Simulation und schließlich auch im Experiment nachgewiesen werden.

5.2 Ausblick

Mit der Implementation der im Rahmen dieser Arbeit abgeleiteten Algorithmen in die Fehlerzustandsraumschätzung des integrierten INS/GNSS-Navigationssystems wurde ein weiterer Schritt hin zu einer umfassenden Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors getan. Dabei stellen die hier untersuchten Dynamikeffekte sicherlich nur einen von mehreren Fehlereffekten für diesen Sensor dar. Die nächsten konsequenten Schritte müssten in einer Modellierung der Einflüsse von Mehrwegeausbreitung sowie der Fehlereffekte aufgrund der örtlichen Dekorrelation von Nutzer- und Referenzempfänger liegen.

Der erste Punkt ließe sich auf verschiedene Arten umsetzen. Zum einen besteht sicherlich die Möglichkeit, analog zum Vorgehen in dieser Arbeit ein entsprechendes Fehlermodell des Empfängers für den Einfluss der Mehrwegeausbreitung abzuleiten. Im Gegensatz zur Modellierung der Dynamikeffekte bestände hier jedoch die Schwierigkeit, eine geeignete Eingangsgröße des Modells zu finden. Zwar ist es heute mit geeigneten Algorithmen schon möglich, das Vorhandensein von Mehrwegeausbreitung zu erkennen, die Quantifizierung der durch sie verursachten Schrägentfernungsfehler ist jedoch nicht so einfach. Ein zweiter Weg bestände in der Verwendung einer Hardware-Lösung. So wurde beispielsweise von der Firma NOVATEL ein Multikorrelatorempfänger entwickelt, der eine Vermessung des Korrelationspeaks ermöglicht und über dessen Deformation Rückschlüsse auf Mehrwegeinflüsse zulässt.

Der zweite Punkt, der Einfluss der örtlichen Dekorrelation von Nutzer- und Referenzempfänger, hinterfragt die bei Differentialverfahren getroffene Annahme, dass sich Fehlereffekte an beiden Empfängern gleich auswirken, solange eine vorgegebene Entfernung nicht überschritten wird. Dass diese Annahme, zumindest im Rahmen der schon mehrfach angesprochenen hohen Ortungsgenauigkeiten, nicht ganz unproblematisch ist, lässt sich unter anderem an Untersuchungen aufzeigen, die zur Zeit im Rahmen eines Forschungsprojektes am Institut für Flugführung durchgeführt werden. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen lassen sich dann später direkt in die Systemstruktur des verwendeten integrierten Systems implementieren und werden einen weiteren Schritt hin zu einer umfassenden Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors bedeuten.

6 Literatur

- [1] Abdelmoula, Fethi; *Ein Beitrag zur Bestimmung der Erdbeschleunigungsanomalien an Bord eines Flugzeugs*; Dissertation Institut für Flugführung TU Braunschweig; Shaker Verlag, 2000
- [2] Balchen, Jens G.: *Regulierungstechnik (Regelungstechnik) Vol. 1*; Tapir, 1988
- [3] Best, Roland: *Theorie und Anwendung des Phase-locked Loops*; AT Verlag, 1976
- [4] Blumenhofer, Helmut: *Untersuchungen zu hochpräzisen kinematischen DGPS-Echtzeitverfahren mit besonderer Berücksichtigung atmosphärischer Fehlereinflüsse*; Heft 51 der Schriftenreihe im Studiengang Vermessungswesen der Universität der Bundeswehr München, 1996
- [5] Bronstein – Semendjajew; *Taschenbuch der Mathematik*; BSB B.G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1979
- [6] Brown, Robert Grover; Hwang, Patrick Y.C.: *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*; Second Edition; John Wiley & Sons, Inc.; 1992
- [7] Chatfield, Averil B.; *Fundamentals of High Accuracy Inertial Navigation*; AIAA, Inc.; Volume 174; 1997
- [8] Eissfeller, Bernd: *Ein dynamisches Fehlermodell für GPS Autokorrelationsempfänger*; Habilitationsschrift bei der Fakultät für Bauingenieur- und Vermessungswesen der Universität der Bundeswehr München, 1996
- [9] Gardener, Floyd M.; *Phaselock Techniques*; John Wiley & Sons Inc., 1979
- [10] GEC Plessey Semiconductors: *GPS Builder Designer's Guide*, 1994
- [11] GEC Plessey Semiconductors: *GP1010 Application Board*, 1993
- [12] GEC Plessey Semiconductors: *GP1020 Six-Channel Parallel Correlator Circuit for GPS or GLONASS Receivers*, 1994
- [13] Henzler, Jens; *Verbesserung des dynamischen Verhaltens eines Satellitennavigationsempfängers*; Diplomarbeit am Institut für Flugführung der TU Braunschweig, 1995
- [14] Jacob, Thomas: *Beitrag zur Präzisionsortung von dynamisch bewegten Fahrzeugen*; Dissertation Institut für Flugführung, Technische Universität Braunschweig, 1992
- [15] LN 9300 – Luftfahrtnorm; Flugmechanik; Beuth-Vertrieb GmbH, Köln, 1970
- [16] Lohl, Norbert; *Genauigkeitsanalyse von Trägheitsnavigationssystemen*; Dissertation Institut für Flugführung, TU-Braunschweig, 1981
- [17] Martin, Sven; Stolz, Ralf; Altmayer, Christian: *Algorithmenbeschreibung Projekt Shine*; Institut für Flugführung, Technische Universität Braunschweig, 2001
- [18] Meyberg; Vachenaer: *Höhere Mathematik 1 + 2*; Springer Lehrbuch; 1990
- [19] NAVSTAR Global Positioning System (GPS); NATO Standardization Agreement (STANAG)
- [20] Nortel (Northern Telecom); *STR2775 Single Channel GPS/WAAS Simulator – User Manual*
- [21] Parkinson, Bradford W.; Spilker, James J.; *Global Positioning System*; Volume I and II; AIAA Inc., 1996
- [22] Press, William H.; Flannery, Brian P.; Teukolsky, Saul A.; Vetterling, William T.: *Numerical Recipes in Pascal – The art of Scientific Computing*; Cambridge University Press, 1989

- [23] Salychev, Oleg; *Inertial Systems in Navigation and Geophysics*; Bauman NSTU Press, Moscow, 1998
- [24] Schänzer, G.: *Flug in gestörter Atmosphäre*; Vorlesungsmanuskript Flugführung III; Institut für Flugführung; TU-Braunschweig, 1995
- [25] Schänzer, G.: *The Use of Satellite Navigation for Precise Applications in Land, Air and Space Environments*; SPN 3/92
- [26] Tiberius, C.C.J.M.; *Recursive Data Processing for Kinematic GPS Surveying*; Dissertation Delft University of Technology, 1998
- [27] Unbehauen, Heinz; *Regelungstechnik; Vol. I-III*; Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig / Wiesbaden, 1997
- [28] Vieweg, Stefan: *Modellierung zeitvarianter Fehler von Inertialsensoren mit Hilfe hochgenauer Ortungsreferenz*; Dissertation Institut für Flugführung, Technische Universität Braunschweig, 1996
- [29] Weiser, Martin: *Ein Fehlermodell für die präzise Satellitenortung in dynamischer Umgebung*; Dissertation Institut für Flugführung, Technische Universität Braunschweig, 1999
- [30] Zarlink Semiconductor; *GP2000 GPS Receiver Hardware Design, Application Note*
- [31] *Ortung und Navigation*; Zeitschrift; 30. Jahrgang, Nr. 3/89; Verlag TÜV Rheinland
- [32] *UniTaS I, 1. Zwischenbericht*; 1. Zwischenbericht des vom BMBF geförderten Projekts UniTaS (FKZ 50 NA 9911/5);
- [33] *UniTaS I, Abschlussbericht*; Abschlussbericht des vom BMBF geförderten Projekts UniTaS (FKZ 50 NA 9911/5); Veröffentlicht in der TIB Hannover
- [34] Discher, Christian; Troelsen Jan: *Projekt UniTaS II: 1. Zwischenbericht*; Institut für Flugführung, Technische Universität Braunschweig, 2002
- [35] Discher, Christian: *Konzeption eines verkoppelten Satellitennavigationsempfängers als Bestandteil eines integrierten Navigationssystems*; Diplomarbeit Institut für Flugführung, Technische Universität Braunschweig, 1996
- [36] Discher, Christian: *Untersuchung der Empfängerbandbreite eines Satellitennavigationsempfängers zur Vermeidung und Unterdrückung von Mehrwegeausbreitung*; Studienarbeit Institut für Flugführung, Technische Universität Braunschweig, 1995

7 Anhang

7.A Theorie des linearen PLL

Die wesentlichen Elemente, die das dynamische Verhalten eines Satellitennavigationsempfängers bestimmen, sind der Delay-Lock-Loop (DLL) für die Schrägentfernungsmessung, bzw. der Costas-Loop für die Phasenmessung. Beide gehören zu der Familie der Phasenregelkreise (PLL, Phase-Lock-Loop). Da ein wesentlicher Teil dieser Arbeit in der Fehlermodellierung des Costas-Loops besteht, sollen an dieser Stelle noch einmal die grundlegenden Merkmale und Zusammenhänge des PLL dargestellt werden. Sie können den meisten nachrichtentechnischen Büchern entnommen werden, und sind hier angelehnt an die Darstellung in [3].

Die Aufgabe eines PLLs besteht darin, einen Oszillator in Frequenz und Phase mit einem Eingangssignal zu synchronisieren, d.h., die Phasenverschiebung zwischen beiden Signalen zu Null oder doch zu einem Minimum zu regeln. Er ist gemäß Abbildung 7.A.1 aufgebaut.

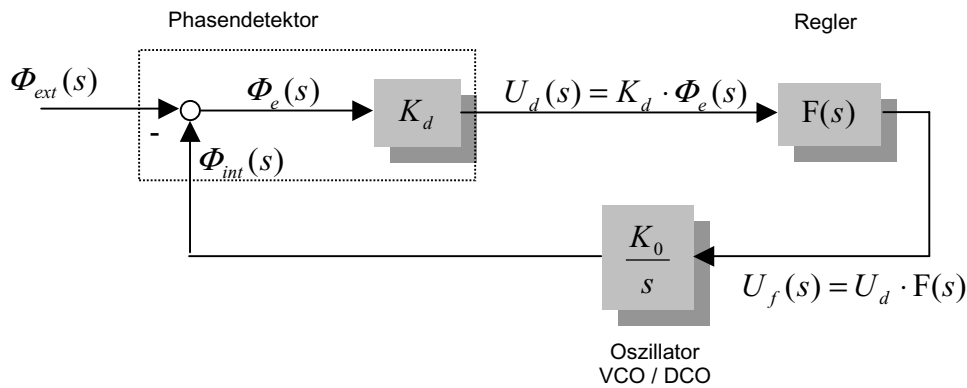


Abbildung 7.A.1: Blockschaltbild eines PLL (nach [3])

Bei dem oben dargestellten Blockschaltbild handelt es sich bereits um die linearisierte Darstellung. Die Begründung für diese Linearisierung und der Nachweis ihrer Zulässigkeit kann [29] (vgl. Anhang C) entnommen werden.

Für die Ableitung der relevanten Zusammenhänge seien das externe und das lokal generierte Signal des PLL wie folgt definiert:

$$S_{ext}(t) = \cos(\omega_{ext} \cdot t + \varphi_{ext})$$

$$S_{int}(t) = \cos(\omega_{int} \cdot t + \varphi_{int})$$

Gl. (7.A.1a, b)

Dabei bezeichnet ω die Frequenz und φ die Phasenlage des jeweiligen Signals. Im Phasendetektor des PLLs werden das externe und das intern generierte Signal des Oszillators gemischt. Mathematisch lässt sich dies durch eine Multiplikation der beiden Signale darstellen. Damit ergibt sich am Ausgang des Phasendetektors folgender Zusammenhang:

$$S_{int} \cdot S_{ext} = 0.5 \cdot (\sin((\omega_{int} - \omega_{ext}) \cdot t + \varphi_{int} - \varphi_{ext}) + \sin((\omega_{int} + \omega_{ext}) \cdot t + \varphi_{int} + \varphi_{ext}))$$

Gl. (7.A.2)

Im eingerasteten Zustand kann die Annahme getroffen werden, dass die Frequenzen des externen und des internen Signals ungefähr gleich groß sind. Damit vereinfacht sich oben stehende Gleichung.

$$S_{int} \cdot S_{ext} = 0.5 \cdot (\sin(\varphi_{int} - \varphi_{ext}) + \sin(2\omega_{int} \cdot t + \varphi_{int} + \varphi_{ext}))$$

Gl. (7.A.3)

Der erste Teil der Klammer in Gl. (7.A.3) stellt einen dem Sinus der Phasendifferenz proportionalen Anteil dar. Der zweite Teil beschreibt die erste Oberwelle der Schwingung. Bei üblichen Auslegungen des Loopfilters mit einer Tiefpasscharakteristik wird dieser Teil der Schwingung bedämpft. Wird nun noch die Annahme getroffen, dass der Sinus für kleine Winkel (gleichbedeutend mit kleinen Phasenfehlern zwischen beiden Signalen) durch sein Argument ersetzt werden kann¹, so ergibt sich für den Ausgang des Phasendetektors folgender Zusammenhang:

$$u_d(t) = K_d \cdot (\varphi_{int} - \varphi_{ext}) = K_d \cdot \varphi_e$$

$$U_d(s) = K_d \cdot \Phi_e$$

Gl. (7.A.4)

Für die Ableitung der Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises wird zunächst von der allgemeinen Formulierung $F(s)$ für den Loop-Filter ausgegangen. Inwiefern das Verhalten des Regelkreises von diesem Filter abhängt, wird später diskutiert. Wird weiterhin das in Abbildung 7.A.1 dargestellte Übertragungsverhalten des DCOs sowie der in Gl. (7.A.5) beschriebene Zusammenhang zwischen Frequenz und Phase berücksichtigt, so ergibt sich schließlich die Gesamt- und Fehlerübertragungsfunktion des geschlossenen Kreises gemäß Gl. (7.A.6).

$$L\left\{\frac{d\varphi_{int}(t)}{dt}\right\} = s \cdot \Phi_{int}(s)$$

Gl. (7.A.5)

$$H(s) = \frac{\Phi_{int}(s)}{\Phi_{ext}(s)} = \frac{K_0 K_d \cdot F(s)}{s + K_0 K_d \cdot F(s)}$$

$$H_e(s) = \frac{\Phi_e(s)}{\Phi_{ext}(s)} = \frac{s}{s + K_0 K_d \cdot F(s)}$$

¹ An dieser Stelle geschieht die weiter oben angesprochene Linearisierung des Regelkreises

Gl. (7.A.6a, b)

Für den bisher noch allgemein gehaltenen Filter des PLL lassen sich nun verschiedene Regler einsetzen. Wie sich aus Gl. (7.A.6a) leicht entnehmen lässt, ist die Ordnung des Phasenregelkreises immer um eins höher als die Ordnung des gewählten Reglers. Damit ist ebenfalls klar, dass die Wahl von $F(s)$ die Reaktion des Phasenregelkreises auf verschiedene Anregungen wesentlich bestimmt. Die folgende Tabelle 7.A.1, die [29] entnommen ist, zeigt die stationären Regelfehler eines PLL bei unterschiedlicher Reglerwahl sowie verschiedenen einfachen Anregungen auf. Dabei enthält die verwendete Konstante K die verschiedenen Proportionalitätskonstanten von Kreis und Regler. Besondere Bedeutung kommt dabei der zweiten Zeile der Tabelle zu, da in dem im Rahmen dieser Arbeit verwendeten GPS-Empfänger der Regler von DLL und Costas-Loop als PI-Regler realisiert ist. Es zeigt sich, dass lediglich eine Anregung durch eine konstante Geschwindigkeit ohne stationären Restfehler ausgeregelt werden kann. In allen anderen Fällen ergibt sich ein von Null verschiedener Regelfehler, der im Extremfall beliebig groß werden kann.

	<i>Regelabweichung für konst. Geschwindigkeit</i>	<i>Regelabweichung für konst. Beschleunigung</i>	<i>Regelabweichung für konstanten Ruck</i>
P	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} - \frac{K}{s(K+s)}$ $= \frac{1}{K}$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2} - \frac{K}{s^2(K+s)}$ $\rightarrow \infty$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^3} - \frac{K}{s^3(K+s)}$ $\rightarrow \infty$
PI	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} - \frac{KT_2s + K}{s(T_1s^2 + KT_2s + K)}$ $= 0$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2} - \frac{KT_2s + K}{s^2(T_1s^2 + KT_2s + K)}$ $= \frac{T_1}{K}$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^3} - \frac{KT_2s + K}{s^3(T_1s^2 + KT_2s + K)}$ $\rightarrow \infty$
(PI) ²	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} - \frac{K(T_2s + 1)^2}{s(T_1s^3 + K(T_2s + 1)^2)}$ $= 0$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2} - \frac{K(T_2s + 1)^2}{s^2(T_1s^3 + K(T_2s + 1)^2)}$ $= 0$	$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^3} - \frac{K(T_2s + 1)^2}{s^3(T_1s^3 + K(T_2s + 1)^2)}$ $= \frac{T_1^2}{K}$

Tabelle 7.A.1: Stationäre Regelfehler für unterschiedliche Anregungen und Regler (aus [29])

8 Abkürzungen

AGC	Automatic Gain Control
AKF	Autokorrelationsfunktion
BPSK	Binary Phase Shift Keying – Modulationsverfahren
C/A-Code	Clear Acquisition Code
CDMA	Code Division Multiple Access - Modulationsverfahren
DCO	Digital Controlled Oscillator
DGPS	Differential GPS
DLL	Delay Lock Loop – Coderegelkreis
DOD	Department of Defense – Verteidigungsministerium
FOC	Full operational capability
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
IMU	Inertial Measurement Unit
INS	Inertial Navigation System
IOC	Initial operational capability
LSB	Least Significant Bit
PDGPS	Trägerphasenauswertungsbasiertes DGPS
PPS	Precise Positioning Service
PRN	Pseudo Random Noise
SA	Selective Availability – Künstliche Degradierung der GPS-Genauigkeit
SAW-Filter	Surface Accoustic Wave Filter
SPS	Standard Positioning Service
VCO	Voltage Controlled Oscillator

9 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1.1: Vereinfachtes Blockschaltbild eines integrierten Navigationssystems (a) auf Positions- und (b) auf Schrägentfernungsbasis.....	10
Abbildung 2.2.1: Blockschaltbild eines Kanals des Satellitenortungssensors	12
Abbildung 2.2.2: Integriertes System auf Basis von Doppeldifferenzen.....	15
Abbildung 2.2.3: Satellitenortung mit Doppeldifferenzen	17
Abbildung 2.2.4: INS-Navigation mit Doppeldifferenzen.....	19
Abbildung 2.2.5: Hebelarmkorrektur für Doppeldifferenzen	20
Abbildung 2.2.6: Kopplungskonzept auf Doppeldifferenzbasis gemäß Abbildung 2.2.2	21
Abbildung 2.2.7: Positionsdifferenz PDGPS und integrierte Lösung (a) auf Positionsbasis und (b) auf Doppeldifferenzbasis	24
Abbildung 2.2.8: Delta-Doppeldifferenz für einen GPS Kanal bei Navigation auf Doppeldifferenzbasis	26
Abbildung 3.1.1: Blockschaltbild (Übersicht) von Code- und Trägerphasenregelkreis	29
Abbildung 3.1.2: Korrelatoren von (a) Code- und (b) Phasenregelkreis	32
Abbildung 3.1.3: (a) Autokorrelationsfunktion und (b) Regelkennlinie für ein ideales und ein bandbreitenbegrenztes PRN-Signal.....	33
Abbildung 3.1.4: Übertragungsverhalten eines Dynex DW9255 SAW-Filters, eingesetzt in der 2. Mischstufe des GPS Architect der Firma Zarlink Semiconductors [30]	34
Abbildung 3.1.5: Einfaches Binärsignal und seine Fouriertransformierte (Abbruch nach dem 10. Reihenglied)	35
Abbildung 3.1.6: (a) Autokorrelationsfunktion und (b) Regelkennlinie für ein ideales und ein bandbreitenbegrenztes (Butterworth / Fourier) PRN-Signal	37
Abbildung 3.1.7: Regelkennlinien des Costas Loops für Sinus- und Tangens-Detektor	38
Abbildung 3.1.8: Blockschaltbild des Regler für DLL bzw. Costas-Loop.....	41
Abbildung 3.1.9: Blockschaltbilder der DCOs von (a) Costas Loop und (b) Delay Lock Loop	43
Abbildung 3.1.10: Anregungsprofil für die Simulation gemäß ICD-GPS-204 (a) und Umsetzung in der Simulation (b).....	45
Abbildung 3.2.1: Schrägentfernungsfehler für Code- und Trägerphasenregelkreis bei dynamischer Anregung	46
Abbildung 3.2.2: Verlauf der Frequenz von Code- und Carrier-DCO.....	49
Abbildung 3.3.1: Vergleich von realer Messung und Simulationsergebnis.....	51
Abbildung 4.1.1: Simulationsmodell des Costas Loops	53
Abbildung 4.2.1: Resultierender Schrägentfernungsfehler des Costas Loops mit Inertial Aiding	62
Abbildung 4.3.1: Integriertes System eingerüstet im Versuchsflugzeug; links Inertialsystem (a), rechts Navigationsrechner mit GPS-Empfänger (b)	65
Abbildung 4.3.2: Funktionsprinzip des integrierten Systems	65
Abbildung 4.3.3: Beschleunigungsprofil des Versuchsflugs in Richtung des Satelliten SV2 ..	67
Abbildung 4.3.4: Resultierende Positionsdifferenz mit und ohne Berücksichtigung der Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors.....	68
Abbildung 4.3.5: Berechneter Schrägentfernungsfehler (SV2) aufgrund der Anregung aus dem Flugversuch	69
Abbildung 4.3.6: Schrägentfernungsfehler eines Kanals des Satellitenortungssensors (SV2 aus dem Flugversuch) (a) ohne und (b) mit Fehlermodellierung	70
Abbildung 7.A.1: Blockschaltbild eines PLL (nach [3]).....	78